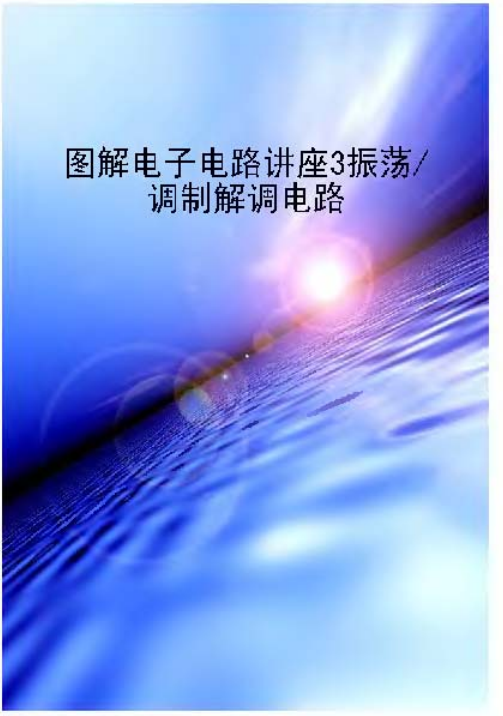

图解电子电路讲座3振荡/
调制解调电路

TN76
Y-3

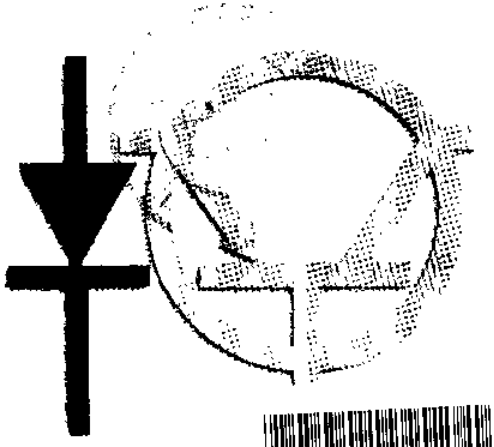
461436

OHM 电子电气入门丛书

图解 电子电路讲座 3

振荡/调制解调电路

〔日〕雨宫好文 小柴典居 主编
小柴典居 植田佳典 著
李 平 译 白玉林 校



00461436

科学出版社 OHM 社
2000 北京

图字：01－1999－1536号

Original Japanese edition
Toranjisuta Kairo Nyuumon Koza 3: Hasshin, Henfukucho Kairo no Kangaekata (Kaitei 2-han)
Supervised by Yoshifumi Amemiya and Tsuneori Koshiba
Written by Tsuneori Koshiba and Yoshinori Ueda
Copyright © 1991 by Tsuneori Koshiba and Yoshinori Ueda
published by Ohmsha, Ltd.
This Chinese language edition is co-published by Ohmsha, Ltd. and Science Press.
Copyright © 1999
All rights reserved.
本书中文版版权为科学出版社和 OHM 社所共有

振蕩／調制解調電路基礎
小柴典居　植田佳典　オーム社　1983

图书在版编目(CIP)数据

振荡／调制解调电路／(日)雨宫好文等著；李平译．
－北京：科学出版社，2000．1
ISBN　7－03－008215－X
Ⅰ．振…　Ⅱ．①雨…　②李…　Ⅲ．①振荡回路②解调技术
Ⅳ．TN76
中国版本图书馆 CIP 数振核字(1999)第 75502 号

科学出版社　OHM社　出版
北京东黄城根北街 16 号　邮政编码：100717
北京东方科龙电脑图文制作有限公司　制作
科地亚印刷厂 印刷

新华书店北京发行所发行　各地新华书店经售

2000 年 1 月第　一　版　开本：850 x 1168　1／32
2000 年 1 月第一次印刷　印张：6 3/4
印数：1—5 000　　字数：178 000
定价：16.00 元

（如有印装质量问题，我社负责调换（新欣））

关于中文版最新更改的说明

当我们在空前炎热的1999年盛夏，正准备翻译出版本书的中文版时，收到了欧姆社(OHMSHA)紧急传真过来的原著者对本书5.3节的最新全面更改稿。显然这是根据小柴教授在1999年7月最新发表的有关论文修订的(见参考文献[5.3]、[5.5])，由此可见日本有关方面对本书中文版的重视。

译者谨记

主编的话

本讲座所面向的是正准备学习电子电路的读者，或是曾经学过但还想从头系统地整理一下这方面知识的读者。也可用于大学、高等专科相关专业师生的教学参考和公司新员工的教育培训。

自初版发行以来，已过了十多年时间，始终深受各方面读者的厚爱。随着世界上科学技术的进步，此次决定修订增补。对初版中叙述不充分的内容予以补充，对冗长部分予以割爱，从而完成了全面修订和大幅度增补。

在本系列讲座修订过程中，我们仍然忠实沿袭以下4点初版的编辑方针

（1）只要具备高中毕业的数学知识，再综合本书每章各节所介绍的基础知识，就能读懂全文。

（2）用简洁的粗线条组成技术骨架，着重于基本原理的阐述，对其最新应用方面则不作重点叙述。

（3）文章叙述简洁平易，尽力避免冗长。

（4）灵活使用脚注、例题、插图、附录等，使全书主干清晰，避免分散主题。

作者植田佳典先生发扬了吃苦耐劳的精神，书中大部分实验验证工作都得益于他的劳动。从面完成了这本具有实验验证特色的著作，并在初版即获好评，担任部分策划工作的我深感满意。

通过这次改版，本书内容更加充实，尤其是用计算机仿真表现了波形观测中无法看到的过渡状态，使本书更易理解。作为主编，我们十分高兴。如果能对读者有所裨益，主编者将格外荣幸。最后谨对为本系列讲座改订出版面尽力的欧姆社（OHMSHA）出版部各位深表谢意。

主编谨记

前　言

本书是图解电子电路讲座振荡和调制解调电路部分。笔者长期在大学执教电子电路，发觉很多学生对电子电路感到很棘手，起初以为是自己教学方法不当，逐潜心研究，对教学方法进行了大力改革。可是后来却发现这种现象不仅仅在我们一所学校存在，于是调查的重点才得以明确。

不久我发现产生这一现象的最大原因在于：授课必须在限定的时间内，靠快速“填鸭式”方法让学生接受较高水平的内容，学生一旦落后就很难赶上。那些很早就开始跟不上进度的学生，后来对学习内容的主干及较叶都无法辨清。总之，对于那些仅靠死记硬背公式、机械运用公式去争取学分的人而言，电子电路无疑是一门性质完全不同的学问。

注意到这一点以后，我决定向学生力陈死记硬背的害处，使他们认识到理解的重要性，并且只将主要知识用平易的方式透彻地分绍给他们，而不去讲解那些不重要的，这些可以靠学生通过试验或工作实践来领会。因为我觉得与其让学生讨厌电子电路，不如在课堂上不讲那些无关紧要的知识。

另外，我注意到，社会上有很多非电工专业的人，工作中迫切需要学习电子电路知识，却苦于无从学习。

因此，笔者认为需要出版一本以初学者为对象、可以自学的教材，并从 1974 年开始着手准备。由于欧姆社打算编辑出版入门讲座的计划与笔者不谋而合，故有此机会担任本书的编写。

编写本书时，喜安善市博士（原东北大学教授）及许斐贡博士（原九州工业大学较长）在原稿阶段给予了许多直接或间接的宝贵指导，在此深表谢意。

另外，主编雨宫好文博士（名古屋大学教授）也提出了宝贵意

见,在此一并致谢。

还有对担任计算机绘图的清水贤资博士(群马大学教授)及木间顺一(群马大学),对调频广播部分的内容提供意见的斋藤泰治(冲电气公司,原 NHK 就职)、在实验及准备阶段给予帮助的峰岸教子、铃木庸弘、大关武、小岛幸夫、铃木毅、大野秀幸、浅川弘、柴田敬久诸位,及对部分原稿插图给予协助的间岛礼子、支持本书出版的欧姆社(OHMSHA)各位,表示衷心感谢。

本书如能对读者有所裨益,我将不胜欣幸。

著 者

关于改版

本书经欧姆社出版后，转眼已过去十多年了。其间就细微之处做了很多小的更正及补充。特别是对双平衡调制器及外差检波做了很多的补充。

伴随着整套讲座进行补充改订计划的实施，此次本书严格修改了那些叙述不够严密之处，同时也补充了一些说明。

特别是关于 *LC* 振荡器中振荡过程及 PLL 的同步过程，此次采用计算机仿真手段，使叙述简单易懂。

向为本书准备仿真实验的森哲弘、奥泉雅子、惠美、三浦幸一郎、粟生田悦子、上条千佳、增渊仁美、春日靖成、小岛浩等表示深深的谢意。并向计划改订的欧姆社(OHMSHA)出版部的各位表示感谢。顺致改版的问候。

著　者

关于改版第 3 次印刷

关于 PLL 的动作原理，一直说明得不够充分。而已出版的其它著作也未对此做出明确说明。

最近笔者通过计算机仿真成功地解释了同步牵引的原理，因此在第 3 次印刷时全面改写了 5.3 节。对协助仿真工作的高畑一夫、三浦幸一郎、横山睦夫及鸳明日香表示感谢。

著　者

谨将此书献给喜安善市博士及许斐贡博士

追溯到1945年战争结束后，当笔者回国时，我的任务是制造先进的雷达。于是我进入原明治工业专门学校即现在的九州工业大学学习。

许斐老师给我出的毕业论文题目是：制作一个调频的发送、接收终端。当时连一个中频变换器都必须自己制作，所以完成这篇论文笔者花费了很多心血。

在我来电气通信研究所时，面试的喜安先生问我的第一个问题就是毕业论文做些什么，我回答说调频，他立刻就同意接收我了，于是一切万事大吉。因为调频属于当时最前沿的研究课题。

进入电气通信研究所后，我在喜安先生指导下从事脉冲调相的研究。做毕业论文的经验成为我宝贵的基础知识，但另一方面也因自己写的毕业论文可能离正式论文相差甚远，而心存遗憾。

今天终于有机会在此总结一下振荡和调制解调。追本溯源，一切都得益于许斐先生给我出的毕业论文的题目。另外，在电气通信研究所得到了一直从事脉冲调相研究的喜安先生的诸多指导。

在此将本书献给两位老师，对他们的教诲深表感谢。

小柴典居

目　　录

1　振荡电路的设计方法

1.1　振荡的基本概念 …… 12
1.2　*LC*振荡器的设计方法 …… 15
1.3　晶体振荡器的设计方法 …… 33
1.4　*CR*振荡器的设计方法 …… 43
1.5　稳定振荡器的设计方法 …… 54

2　振幅调制的设计方法

2.1　什么是调制、解调 …… 64
2.2　根振调制方式对调制波分类 …… 66
2.3　调幅波的生成 …… 66
2.4　调幅电路 …… 73
2.5　抑制载波的振幅调制方式 …… 85
2.6　什么是超调 …… 98

3　调幅波解调的设计方法

3.1　非线性解调 …… 102
3.2　线性解调 …… 104
3.3　包络线解调 …… 104
3.4　同步解调 …… 108
3.5　与调制解调相关的问题 …… 112

4　调频与调相的设计方法

4.1　调频和调相的特征 …… 122

4.2 调频波的生成 …… 122
4.3 调相波的生成 …… 124
4.4 调频波与调相波的比较 …… 125
4.5 调角波的频谱和占有频带宽度 …… 130
4.6 调角波的向量表示 …… 135
4.7 调频电路 …… 137
4.8 调相电路 …… 142
4.9 从调相波变换到调频波 …… 147
4.10 FS 调制和 PS 调制 …… 148

5 调频波和调相波的解调设计方法

5.1 鉴频器的设计方法 …… 154
5.2 鉴相器的设计方法 …… 163
5.3 使用 PLL 鉴相 …… 168
5.4 调频方面的各种问题 …… 190

参考文献 …… 203

附 录

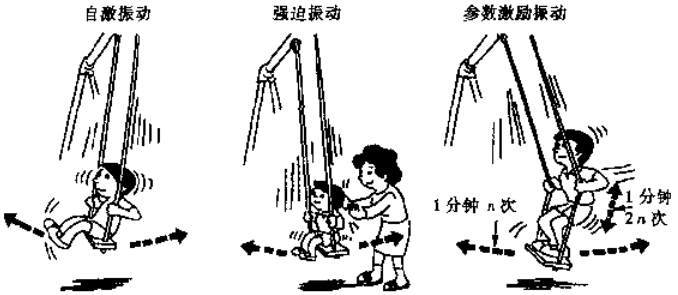
1. 通过线性调制器波形进行动作说明 … 205
2. 通过抑制载波的平衡调制器波形进行动作说明 …… 206
3. 引入第 1 种贝塞尔函数展开式(4.16) … 207
4. 整理式(4.17) …… 209
5. 贝塞尔函数的近似式 …… 209
6. 式(5.34)的解法 …… 209
7. 仿真用的等价模型 …… 211
8. 秋千与振荡器的对比 …… 214

1

振荡电路的设计方法

本章学习目的与内容

振荡电路大致分为正弦波振荡电路和弛张振荡电路。本书只介绍正弦波振荡电路，关于弛张振荡电路及其它振荡电路请参见第4分册《脉冲电路》。



自己摆动双脚，使秋千振动（参见附录8）

父母站在旁边推，使秋千振动

上下晃动身体，使重心上下移动，在整数分之一频率时，秋千振动。1/2时最省力

1.1　振荡的基本概念

下面首先介绍振荡器的基本概念，然后进入各部分具体讨论。

1.1.1　什么是振荡

振荡(oscillation)是指连续地发生振幅一定、频率一定的振动现象。发生振动的电路称为振荡器(oscillator)。

振动具有能量，振荡器需要能源为之提供能量，该能量通过使振荡器动作的直流电源提供。换言之，如图1.1所示，振荡器也可称为将直流电源能量转换为振动能量的装置。

振动电路大致分为自激振动电路、强迫振动电路和参数激励振动电路[1.1]，如表1.1所示。

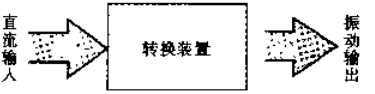


图1.1　什么是振荡

表1.1　振动电路

激励种类	频率	电路分类	波形	备　注
自激振动电路	固有频率	调谐振荡电路	正弦波	以电路常数决定的频率持续振动
		弛张振荡电路	方波、脉冲	
强迫振动电路	基频不变的振动	放大电路	与输入相同	严格地讲，不称为振荡
		波形变换电路	方波、脉冲	单稳电路也属于这种情况
	基频可变的振动	倍频电路	正弦波、脉冲	整数倍频率的电路
		分频电路	正弦波、脉冲	整数分之一频率的电路
		频率变换电路	正弦波、脉冲	将频率变换成其它频率
		自激振动电路的强迫同步	正弦波、脉冲	将自激振动电路的频率牵引到外部输入频率上
参数激励振动电路	激励频率的整数分之一	参数激励子	正弦波	在频率为激励频率的整数分之一时振荡，1/2时最省力

自激振动电路是指通过提供直流电源，以本身电路常数所决定的频率持续发生振动的电路。它可分为调谐振荡器（正弦波振荡器）和弛张振荡器（多谐振荡器）。

强迫振动电路有产生振动的能力，但是不加任何输入则不能发生振动，而且其频率与输入频率之间存在某种关系。

参数激励振动电路是通过外部输入的激励能，改变组成共振电路的 L 值、C 值或两个值，当自身共振频率改变到激励频率的整数分之一时发生振荡。1/2 时所需的激振能最少，称之为**参数激励子**[1.2]。

本书只介绍自激励的正弦波振荡，它包括 4 端子振荡器和 2 端子振荡器。4 端子振荡器采用将部分输出反馈回输入的反馈放大器形式，显然为正反馈，并带有某种类型的频率选择电路，在其电路常数所确定的某一个频率上输出正弦波。2 端子振荡器是由负阻尼元件和共振电路组合而成的，隧道二极管振荡器即为一例。本书只介绍 4 端子振荡器。

1.1.2 4 端子振荡器的基本知识

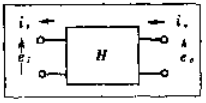
如图 1.2 所示，4 端子振荡器结构上有一个增益为 G 的放大器，其输出 e_o 的 H 倍[1] He_o 返回到输入。返回的输入再经放大后成为输入，重复这一动作直至平衡就是振荡。由结构上明显可见它属于正反馈放大器，反馈增益 G_f[1.3],[1.4]为

$$G_f = \frac{G}{1 - GH}$$

放大器本质上是靠电子的运动工作的。电子的运动在时间上是波动的，含有噪声成分。如果使 H 电路具有频率选择性，那么

1) 在反馈放大器中，H 定义如下：

取出图 1.2 中的 H 电路如右图所示。设右端流入的电流为 i_o、左端流出（流入图 1.2 中放大器 G）的电流为 i_i，定义 H 为电压反馈系数、H_i 为电流反馈系数。



$$H = e_i / e_o \qquad H_i = i_i / i_o$$

有时也将电压反馈系数简称为反馈系数，通常用 β 表示。本书中为明确区别于晶体管的电流放大率，与第 2 分册相同，用 H 表示。

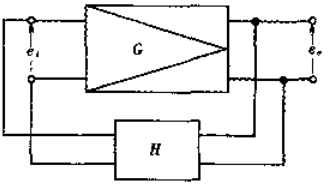


图 1.2　4 端子振荡器的原理结构

在这些波动成分中，只有特定频率成分的振动才能逐渐加强，在平衡状态下持续振动。将振动加强的过程称为起振。要使振动持续，必须满足以下条件

$$H \cdot e_o > e_i \qquad G = \frac{e_o}{e_i} > \frac{1}{H} \qquad GH > 1 \tag{1.1}$$

H 为反馈系数，GH 为闭环增益[1.3],[1.4]。

放大器输出不能为无限大，因此一旦振动加强，振幅限制就会发生作用，在

$$e_i = He_o \qquad G = \frac{e_o}{e_i} = \frac{1}{H} \qquad GH = 1 \tag{1.2}$$

成立的条件下达到平衡，该状态即为持续振荡。

在第 2 分册《放大电路》中已学过，增益 G 本身为复数，带有相位偏移。但是要得到高品质的振荡器，必须使用在目标振荡频率下增益 G 为实数的元件。换言之，增益 G 只有在输入和输出同相（也称为 0 相或正增益）或反相（也称为 π 相或负增益）时虚部才为 0。因而要满足 $GH = 1$，H 也必须为实数。即在满足 H 的虚部为 0 的频率下发生振荡。将以上的想法归纳如下：

> 起振（振动加强的条件）[1]
> 增益 G 必须大于 $1/H$。换言之闭环增益 GH 必须大于 1。

1）经常称之为振荡条件。

持续振动(持续振荡的条件)

(1) 增益 G 是正实数或负实数，其值必须等于 $1/H$。即,闭环增益 GH 必须等于 1。

(2) 振荡频率由 H 的虚部为 0 的条件决定。

如前所述,要使式(1.2)中的等号成立,必须在振动达到充分大时发挥振幅限制作用。对于普通放大器而言,若输入增大,则晶体管饱和或进入截止区，自动发挥振幅限制作用，从而等效地降低了增益。但是，如果振荡器通过这种非线性动作降低增益使式(1.2)成立,那么输出电流不是正弦波。

因此,在 *LC* 振荡器中，一方而加自偏压,在达到持续振动的过程中偏压加大，从而使晶体管产生非线性动作来限制集电极电流,另一方而在反馈电路上设置 L、C 组成的共振电路,使之与输出电流的基波调谐生成正弦波电压，将它的一部分反馈回去，同时作为输出取出。基于这种目的使用的调谐电路称为槽路(tank)。

不带槽路的 *CR* 振荡器随着振动的加强，也要采取某些方法限制放大器的振幅，通常必须使放大器本身线性工作。振幅限制采用以下方法:在放大器上加局部负反馈,振幅越大负反馈越大;自动减小反馈系数 H; 带有输出恒定的子结构的自动输出控制(APC)及将它们组合使用。

4 端子振荡器大致分为 *LC* 振荡器和 *CR* 振荡器。下面就 *LC* 振荡器、*LC* 振荡器的变形——晶体振荡器及 *CR* 振荡器进行详细说明。

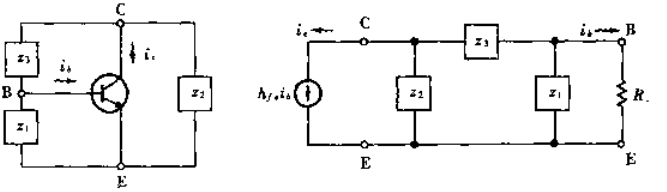
1.2 LC 振荡器的设计方法

将图 1.2 中所示的 H 电路(反馈电路)，仅由 L、C 组成的振荡器称为 *LC* 振荡器。1.1 节已讨论了振荡的基本概念和振荡条件,下面就 *LC* 振荡器做更详细的探讨。

1.2.1　*LC* 振荡器的基本形式

(a)　晶体管 3 点接续振荡器

图 1.3(a)表示了 3 点接续形式构成的振荡器的组成原理，即在晶体管的基极 B、集电极 C 和发射极 E 这 3 点间连接阻抗元件。



(a) 原理结构　　(b) 等效电路

图 1.3　3 点接续振荡器

因为晶体管是电流控制器件[1]，所以式(1.2)定义的增益最好采用电流增益 G_i。即式(1.2)的 G 为基极电流 i_b 与集电极电流 i_c 之比，也就是微弱信号电流放大系数 h_{fe}。

$$G_i=\frac{\dot{i}_c}{\dot{i}_b}=h_{fe}$$

显然 H 也必须用电流反馈系数表示(参见 1.1 节)，记为 H_i。归纳式(1.1)和式(1.2)，可改写为

$$G_iH_i\geqslant 1 \tag{1.3}$$

从满足这一关系的条件来讨论振荡条件变得非常简单。即，如 1.1 节中的定义，要得到高品质的振荡器，必须采用 $G_i(h_{fe})$ 为实数的晶体管。这样便可从 H_i 为实数的条件中找出振荡条件。

其中不等号关系是振动加强的必要条件，等号为临界值。*LC* 振荡器在稳定状态下是极端的非线性动作，自偏压起到限制振幅的作用，在持续振荡时等号并不成立。现在解释这个现象还有些困难，学了后面大家就会逐渐理解。

图 1.3(a)的等效电路如图 1.3(b)所示，其中 R_i 是晶体管的输入阻抗，输出导纳 h_{oe} 非常小，忽略不计。在该图中考虑集电极

1)　可认为是由基极电流控制集电极电流的器件。

电流的分流比，则 i_b 为

$$i_b = -h_{fe}i_b \frac{z_2}{z_2 + z_3 + \dfrac{z_1 R_i}{z_1 + R_i}} \cdot \frac{z_1}{z_1 + R_i} \tag{1.4}$$

在图 1.3(b)中，电流反馈系数 H_i 为

$$H_i = \frac{i_b}{i_c} = \frac{i_b}{h_{fe}i_b}$$

改写式(1.4)有

$$H_i = \frac{i_b}{h_{fe}i_b} = -\frac{z_2}{z_2 + z_3 + \dfrac{z_1 R_i}{z_1 + R_i}} \cdot \frac{z_1}{z_1 + R_i}$$

整理可得

$$h_{fe}z_1z_2 + (z_2 + z_3)z_1 + (z_1 + z_2 + z_3)R_i = 0 \tag{1.5}$$

在 LC 振荡器中，z_1、z_2、z_3 是由纯电抗元件构成的，所以式(1.5)的第 1、2 项为实数，第 3 项为虚数。因而，要使式(1.5)成立，振动加强的临界条件为以下两式成立。即

$$h_{fe} + \frac{z_2 + z_3}{z_2} = 0 \qquad \text{(增益条件)} \tag{1.6}$$

$$z_1 + z_2 + z_3 = 0 \qquad \text{(频率条件)} \tag{1.7}$$

将这一关系称为振荡条件。再进一步整理为

$$z_3 = -(1 + h_{fe})z_2 \tag{1.8}$$

$$z_1 = h_{fe}z_2 \tag{1.9}$$

根据式(1.8)、式(1.9)的结果，可将振荡条件总结如下：

z_1 和 z_2 必须符号相同，且 z_1 为 z_2 的 h_{fe} 倍。
z_3 必须是 z_2 的 $(1 + h_{fe})$ 倍，且符号相反。

要将振荡条件表达得更简明易懂，则有以下两个表达形式。

若 z_1、z_2 为电感，则 z_3 必须为电容　　(形式 1)

若 z_1、z_2 为电容，则 z_3 必须为电感　　(形式 2)

采用形式 1 的振荡器称为哈特利振荡器，采用形式 2 的振荡器称为科耳皮兹振荡器。

(b)　FET-3 点接续振荡器

由场效应管构成的 3 点接续振荡器，如式(1.2)所示，由于用输入输出电压比表示增益容易计算，故等效电路如图 1.4 所示，其中 R_G 是栅极电导的倒数[1]。

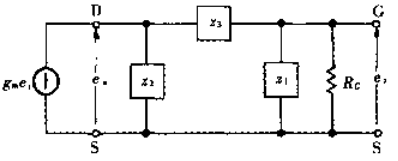


图 1.4　FET-3 点接续振荡器

由图 1.4 可得

$$e_i = -g_m e_i \frac{z_2(z_3 + z_1 /\!/ R_G)}{z_2 + z_3 + z_1 /\!/ R_G} \cdot \frac{z_1 /\!/ R_G}{z_3 + z_1 /\!/ R_G} \tag{1.10}$$

其中 g_m 为 FET 的互感，且

$$z_1 /\!/ R_G = \frac{z_1 R_G}{z_1 + R_G}$$

整理之

$$g_m z_1 z_2 R_G + (z_2 + z_3) z_1 + (z_1 + z_2 + z_3) R_G = 0 \tag{1.11}$$

与式(1.5)同理可得

1)　在 *LC* 振荡器中使用的 FET 多使用接合型。在振动加强的过程中(A 级动作)，R_G 只有门偏压阻尼，一旦振动加强，电流就在门电路上沿正方向流动，这期间 R_G 值比较小。

$$\left.\begin{aligned} &g_m R_C + \frac{z_1 + z_3}{z_2} = 0 \quad (\text{增益条件}) \\ &z_1 + z_2 + z_3 = 0 \quad (\text{频率条件}) \end{aligned}\right\} \tag{1.12}$$

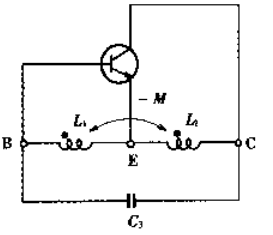
下面就很容易理解 FET 能得到与晶体管相同形式的振荡器。

在前面的讨论中，为简便起见忽略了线圈的损失及晶体管的输出导纳。在考虑比较周密的情况下，应该包括这些项。

1.2.2 哈特利振荡器

在图 1.3 的基本形式中，取形式 1 即 z_1、z_2 为电感，z_3 为电容构成图 1.5 所示的振荡器，使用其发明者的名字命名为哈特利(Hartley)振荡器。

在哈特利振荡器中，L_1 和 L_2 理论上是不耦合的独立的线圈。可是，若使 L_1、L_2 耦合并使之具有互感 M，那么线圈变小，面且很容易调整 M 来满足振荡条件，所以一般耦合使用。或者将 L_1 和 L_2 做成一个线圈，从合适点处引出抽头使用。L_1、L_2 及 C_3 组成的共振电路起槽路作用。



-M 表示以发射极为基准、基极电压和集电极电压反相、图中●印表示之.

注意决定振荡频率的整个电感以 B 或 C 端为基准，其值为 $L_1 + L_2 + 2M$

图 1.5 哈特利振荡器的原理

振动加强的条件，即所需的电流放大系数 h_{fe} 必须为

$$h_{fe} > \frac{z_1}{z_2} \tag{1.13}$$

因为式(1.9)是临界值。另外，由于

$$\left.\begin{aligned} z_1 &= j\omega(L_1 + M) \\ z_2 &= j\omega(L_2 + M) \\ z_3 &= \frac{1}{j\omega C_3} \end{aligned}\right\} \tag{1.14}$$

所以如果不满足

$$h_{fe} > \frac{z_1}{z_2} = \frac{L_1 + M}{L_2 + M} \tag{1.15}$$

则不能引起振荡。

ω 为振荡的角频率，将式(1.14)代入式(1.7)有

$$\omega(L_1 + L_2 + 2M) - \frac{1}{\omega C_3} = 0$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{C_3(L_1 + L_2 + 2M)}}$$

振荡频率 f_0 为

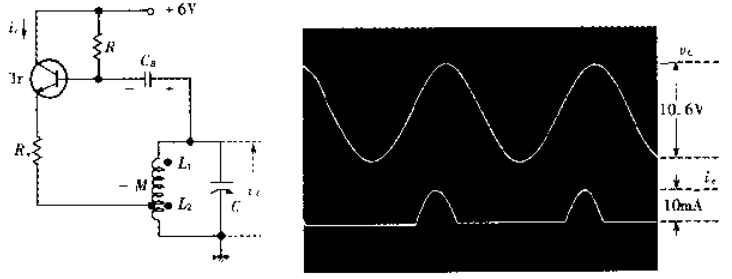
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_3(L_1 + L_2 + 2M)}} \tag{1.16}$$

如果线圈不耦合，则式(1.16)中 M 取为 0。

图 1.6 是一个实用电路的例子，R、C_B 构成自偏压电路，通过 R_e 将振荡晶体管的输入阻抗 R_i 增大至

$$R_i = h_{ie} + (1 + h_{fe})R_e \approx h_{fe}(r_e + R_e)$$

同时提高线圈的实际效率 Q 和增大 R_i 限制流入基极的电流，从而等效地降低了增益 h_{fe}，使得振荡条件容易满足。在练习题 2 中将对自偏压进行说明。



Tr：2SC385A　R：300kΩ　R_e：100Ω　C_B：100pF　L_1：666μH
L_2：11μH　M = 76.5μH　C：2000pF　振荡频率：124kHz

图 1.6　哈特利振荡器的实用电路例(集电极接地)

练习题 1　试论述哈特利振荡器的接地点的选择方式及其利弊。

解：　在图 1.5 中，接地点可选基极 B、发射极 E、集电极 C 这 3 种。
集电极接地的实用电路例如图 1.6 所示，其最大特点是结构简单。

而且还具有如下优点：由于电容器 C 的一端接地，在使用可变电容器连续改变频率时，可将可动侧接地。

基极接地的实用电路例如图 1.7 所示，图中 C_C 是用于截断直流电压的电容器，CH 是给集电极提供直流电压的节流线圈，其电感值必须远远大于 (L_1+L_2+2M)。其它元件同图 1.6。它比图 1.6 的电路结构复杂，除了 C 的一端可以接地外无其它优点。

发射极接地的实用电路例如图 1.8 所示。符号与图 1.6、图 1.7 相同。C 两端都不能接地，所以电路结构复杂难用。

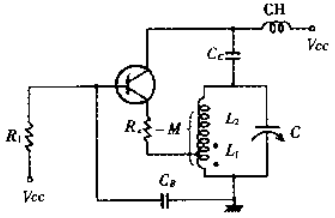


图 1.7 哈特利振荡器的实用电路例（基极接地）

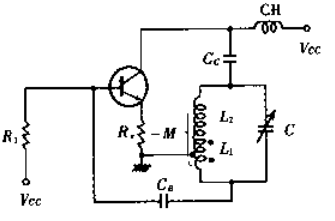


图 1.8 哈特利振荡器的实用电路例（发射极接地）

练习题 2 说明 LC 振荡器中使用的自偏压电路的目的。

解： 自偏压电路也称为自动偏压。在图 1.6 中，为使振荡加强，晶体管必须在活动区域偏压、而且增益要充分大。为此使基极电流从电源电压 V_{CC} 出发流经 R，在正方向使基极、发射极接合形成偏压。

一旦振荡加强，在电容器 C 的两端将产生非常大的电压 v_c，如动作波形所示。因此如果偏压点保持不变，那么晶体管过饱和，基极、发射极接合对槽路形成非常大的负载，槽路的 Q 显著恶化，这样不仅得不到理想的正弦波输出，而且往往导致振荡异常。

现在，取 R 为比较大的值，且时间常数 C_BR 比振荡周期大得多。若极动加强，v_c 增大，则有较大的基极电流流过 C_B，如图所示，在正负极给 C_B 充电，使基极一侧为负极。如果时间常数 C_BR 很大，基极的负电压成为平均直流电压，它就作为负偏压起作用。

图 1.9 显示了振动加强的过程，偏压从初始的直流正偏压状态沿虚线所示逐渐进入负偏压状态，最后达到深度负偏压。如果一开始就将工作点置于负偏压区，那么晶体管截止，根本不能振荡。

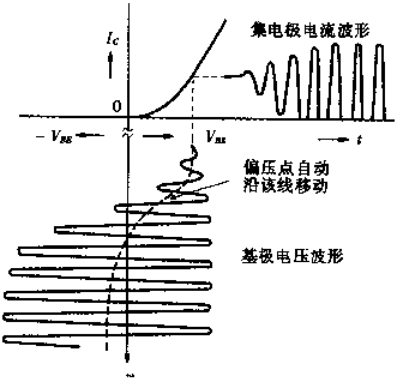


图 1.9　自偏压的动作

初始是正偏压并满足 $G_0H_f > 1$，则与振荡强度成正比的负偏压自动随着振动的加强而增大，使基极不致过激励，限制了集电极电流，等效地降低了增益，在稳定状态下保持振幅一定。因此称之为自偏压。

图 1.10 是利用电路分析程序 SPICE，计算机仿真图 1.6 所示电路的结果，该图详细表示了从电源开关闭合后 550～880μs 间振动加强的过程。

由图可知，从开关闭合后到 600μs 间振动非常微弱，属于 A 级动作。在振荡条件的讨论中，必须用 A 级动作状态判断振动是否持续的原因就在于此。

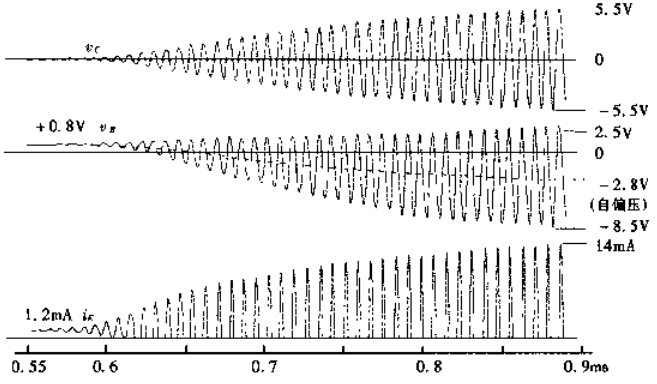


图 1.10　哈特利振荡器，自偏压增大状况的计算机仿真，
$h_{fe} = 40$，$(L_1 + M)/(L_2 + M) = 8.5$，线圈 $Q = 38$、接图 1.6

可是,600μs 以后,振动明显加强,自偏压逐渐向负方向增长,工作点逐渐移动到 C 级,大约 900μs 时进入稳定状态。如果放大 900μs 附近的时间轴,可见图 1.11 与图 1.6 波形十分相近,可知仿真的可靠性很高。

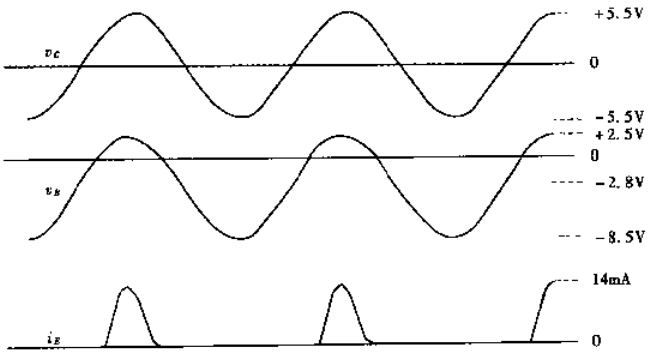


图 1.11 哈特利振荡器,稳定状态的计算机仿真,接图 1.6

由此可见,激励晶体管基极的电压 v_c 振幅非常大,如图 1.6 的动作波形所示,基极电流只在该电压的前期很短时间内流动,并且振幅越大,集电极电流的流通时间越短,从而可以有效地进行振幅限制。

不仅是哈特利振荡器,下面讲述的 *LC* 振荡器,其放大器都是非线性动作。但是,*LC* 振荡器具有槽路(在图 1.6 中是 L_1、L_2、C 组成的并联共振电路),即使集电极电流变成非正弦波,槽路与基波成分共振,也能产生正弦波的输出电压。

若与钟摆的动作相比较,则槽路相当于钟摆。棘轮在短时间内敲击钟摆,将弹簧能传递给钟摆,从而把振动能量传递给振子。而振荡器则是在集电极电流流通时,将能量以储存磁通量的形式传递给槽路。

使钟摆以所需的最小振幅自由振动,并减小空气阻尼及轴承损失,从而将棘轮提供的能量限制在最小,而且棘轮敲击的时间越短,周期越准确。棘轮敲击期间,振动系处于承受重荷的状态。

在集电极电流不流通期间,振荡器截断晶体管的各部分接合,槽路自由振动。而在集电极电流流通期间,基极 - 发射极之间

的输入阻抗很低，等效地降低了槽路的 Q 值（承受重荷的状态），从而起到降低共振频率的作用。

另外，如果钟摆的轴承生锈摩损，则棘轮必须长期、强力敲击，这样槽路的 Q 值降低（损失大），如果集电极电流的流通时间长而且其幅值又不大，那么振荡就不能连续。总之，要将槽路线圈的 Q 值做得非常高，使电路设计更合理，缩短集电极电流的流通时间，并且减小电流值，保证振幅为所需的最小限度，这就是 LC 振荡器的理想状态。

练习题 3　应该怎样确定图 1.6 的哈特利振荡器的 L_1 与 L_2 之比？

解：　根据式(1.13)有

$$h_{fe} > \frac{z_1}{z_2}$$

在图 1.6 中如果线圈不耦合，那么 z_1、z_2 与 L_1、L_2 成比例，所以其临界值为

$$L_1 : L_2 = h_{fe} : 1 \tag{1.17}$$

如果线圈耦合，由式(1.15)有

$$h_{fe} > \frac{L_1 + M}{L_2 + M} \tag{1.18}$$

耦合越强，M 越大，则 h_{fe} 可以很小。换言之，振荡容易发生。因此，实际上用式(1.17)的关系作为简易方法来决定 L_1 和 L_2 的比，然后通过调整两者的耦合找出最佳点。

现在，如果准备使用 h_{fe} 为 20～100[1]的晶体管，那么在振荡开始点必须比式(1.17)留有余量，因此将该值降低 50% 左右，以

$$L_1 : L_2 \approx (10 \sim 50) : 1 \tag{1.19}$$

为标准，由于电感正比于线圈绕组的平方，设 L_1 匝数为 N_1，L_2 匝数为 N_2，则

$$N_1 : N_2 \approx (3 \sim 7) : 1 \tag{1.20}$$

即做一个绕组数是 L_1 绕组数的 1/3～1/7 的线圈 L_2，使 L_2 与 L_1 接近，并调整耦合找出最佳点。实际上，如果改变线圈的耦合，频率就会如

1)　查一下晶体管规格表可知 h_{fe} 一般处于该范围。

式(1.16)所示发生改变。因此如图 1.6 所示，使用从满足式(1.20)关系的点中取出抽头的线圈。通常调整 R_e 等效地改变晶体管的增益，从而找出最佳点。

在将 L_1、L_2 分成 2 个线圈调整 M 的方式下，线圈的耦合度在物理上有一个极限。因为 M 不能太大，所以绕组比取 1/2～1/5 比较好。另外，使用带抽头的线圈时，M 可以较大，故绕组比可以取 1/5～1/10。

1.2.3 科耳皮兹振荡器

在图 1.3 的基本形式中，采用形式 2 即 z_1、z_2 由电容 C_1、C_2 组成，z_3 由电感 L_3 组成得到如图 1.12 的振荡器称为科耳皮兹(Colpitts)振荡器。

振荡的角频率 ω 由式(1.7)决定。图 1.12 中，由于

$$\left.\begin{aligned} z_1 &= \frac{1}{j\omega C_1} \\ z_2 &= \frac{1}{j\omega C_2} \\ z_3 &= j\omega L_3 \end{aligned}\right\} \tag{1.21}$$

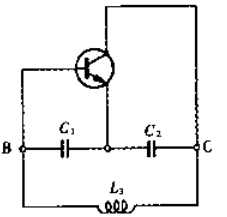


图 1.12 科耳皮兹振荡器的原理

所以有

$$-\frac{1}{\omega}\left(\frac{1}{C_1}+\frac{1}{C_2}\right)+\omega L_3 = 0$$

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{L_3}\cdot\frac{C_1+C_2}{C_1C_2}}$$

或振荡频率 f_0 为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_3\cdot\dfrac{C_1C_2}{C_1+C_2}}} \tag{1.22}$$

关于增益的振荡条件，即所需的电流放大倍数 h_{fe} 与式(1.13)相同，放将式(1.21)代入得到

$$h_{fe} > \frac{z_1}{z_2} = \frac{C_2}{C_1} \tag{1.23}$$

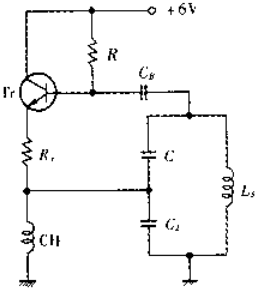
与式(1.19)同理，C_2/C_1 取如下值较好。

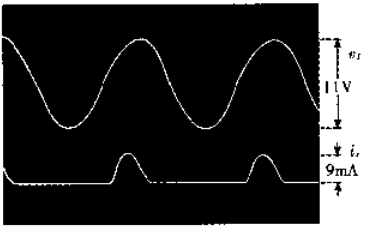
$$C_2 : \ C_1 = (10 \sim 50) : \ 1 \tag{1.24}$$

因而，对振荡频率而言，C_1 就成为支配项。

实用电路如图 1.13 所示，使用 R、R_e、C_B 的目的同图 1.6，使用 CH 的目的在于提供晶体管发射极电流的直流通路，电抗的绝对值必须远远大于 C_2。

一般科耳皮兹振荡器很难用作频率可变的振荡器，因为很难保证 C_1 和 C_2 以相同比率变化。这种情况多采用后面介绍的晶体振荡器。





Tr: 2SC. 385A　　R, C_B 同图 1.6
R_e: 70Ω　　C_1: 1000pF
C_2: 0.015μF　　L_s: 1.0mH
CH: 10mH　　振荡频率: 165kHz

图 1.13　科耳皮兹振荡器的实用电路例(集电极接地)

练习题 4　论述在图 1.13 的科耳皮兹振荡器中，C_1、C_2 的比值与 h_{fe} 的关系如何影响振荡器的品质。

解：　C_1 和 C_2 的比如式(1.23)所示，若 h_{fe} 不大于 C_2/C_1 的比值，则不能产生振荡。

图 1.14 显示了 C_1 取 500pF，C_2/C_1 取 30，其余常数与图 1.13 相同电路的计算机仿真结果。共有 h_{fe} 为 50、40、25 时的 3 个例子。线圈的 Q 值与图 1.13 相同，取 72。

由该结果可知，h_{fe} 为 50 时振荡加强很快，约 1ms 就达到稳定状态。而 h_{fe} 为 40 时，经过了 2.3ms，才能看出振荡的加强。h_{fe} 为 25 时显然不能振荡。

那么，振荡发生时间的快慢与振荡波形之间有什么关系呢？如果在振荡达到稳定状态的时刻，将时间轴充分放大(限于纸面的原因，不再刊登)，可以发现两者之间并无差异。这是因为自偏压伴随着振动的加强

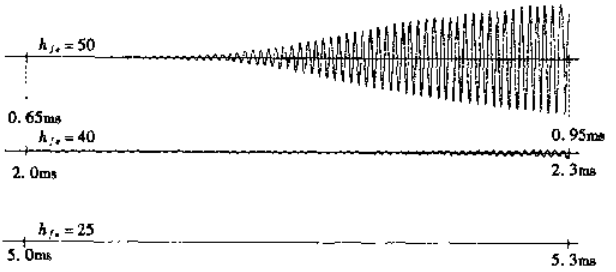


图 1.14 科耳皮兹振荡器 h_{fe} 大小与振荡发生情况的关系，$C_2/C_1=30$，线圈的 $Q=72$，振荡频率为 238kHz，接图 1.13

而增大，从而起到抑制振荡振幅的作用，其抑制振荡振幅的效果在稳定状态下并无差异。

总之，每个晶体管的 h_{fe} 值差别很大，如果选择 C_2/C_1 的值比规格表中所示的最小值还要小，那么可知晶体管的个体差别只影响振荡发生时间的快慢，此外并无特殊影响。

从这个例子可见，*LC* 振荡器的自偏压效果非常有效。

1.2.4 基极调谐振荡器

在图 1.5 的哈特利振荡器中，使 L_1 和 L_2 耦合产生 M，将 C_3 与 L_1 并联，构成图 1.15 所示的基极调谐振荡器。该振荡器的等效电路如图 1.16 所示。虽然不是 3 点连接，但可以使用 3 点连接的结果。

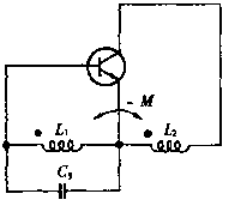


图 1.15 基极调谐振荡器的原理

图 1.16(a)用变压器来表示，将它变换成 T 型等效电路[1]，即

1) 参见第 1 分册《晶体管电路》。

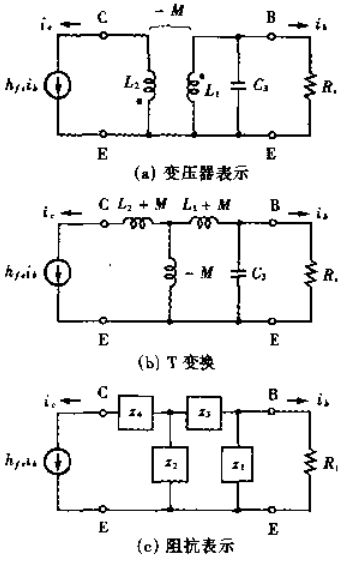


图 1.16　基极调谐振荡器的等效电路

得到图 1.16(b)，再进一步用阻抗表示即得到图 1.16(c)。其中

$$\left.\begin{aligned} z_1 &= \frac{1}{j\omega C_3} \\ z_2 &= -j\omega M \\ z_3 &= j\omega(L_1 + M) \\ z_4 &= j\omega(L_2 + M) \end{aligned}\right\} \tag{1.25}$$

由于集电极电流 i_c 对基极电流 i_b 的分流比与 z_4 无关，所以有与式（1.4）完全相同的关系成立，其结果即为式（1.6）、式(1.7)。

关于增益的振荡条件，即所需的电流增益 h_{fe}，将式(1.25)代入式(1.9)有

$$h_{fe} > -\frac{z_2 + z_3}{z_2} = \frac{L_1}{M} \tag{1.26}$$

振荡频率由式(1.7)决定，将式(1.25)代入得

$$-\frac{1}{\omega C_3} - \omega M + \omega(L_1 + M) = 0$$

对 ω 求解,得到

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_3}}$$

振荡频率 f_0 为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_3}} \tag{1.27}$$

由该结果可知,z_4 即 M 与振荡频率无关,因此任意改变 L_1 和 L_2 的耦合以满足振荡条件,频率仍保持不变。这是该电路的一大

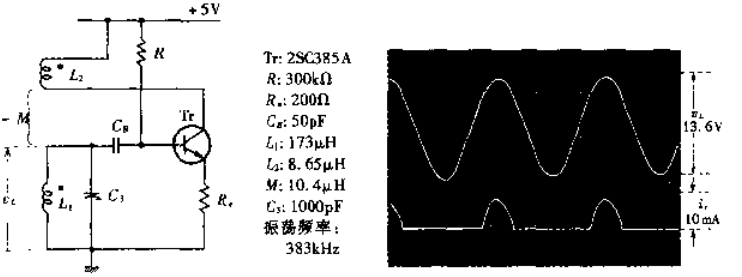


图 1.17 基极调谐振荡器的实用电路例

特征。另外,为使频率连续可变,若将 C_3 取做可变电容器,那么其一端可接地,这也是一个有利之处。因此它和哈特利振荡器一起得到了广泛应用。图 1.17 是一个实用电路例。

1.2.5 集电极调谐振荡器

在图 1.5 所示的哈特利振荡器中,使 L_1 和 L_2 耦合产生 $-M$,并将 C_3 与 L_2 并联,构成图 1.18 所示的集电极调谐振荡器。尽管该振荡器的等效电路也不是 3 点连接,但仍可使用 3 点连接的分析结果。

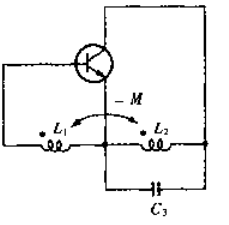


图 1.18 集电极调谐振荡器的原理

图 1.19 是其等效电路,图 1.19(a)是变压器形式,图 1.19(b)是变压器的 T 变换形式,图 1.19(c)是阻抗表示形式,其中设

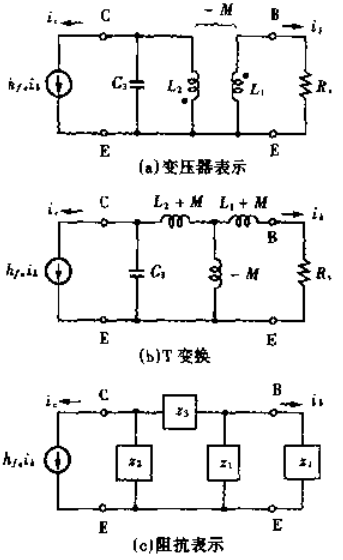


图 1.19　集电极调谐振荡器的等效电路

$$\left.\begin{aligned} z_1 &= -j\omega M \qquad z_2 = \frac{1}{j\omega C_3} \\ z_3 &= j\omega(L_2+M) \qquad z_i = j\omega(L_1+M)+R_i \end{aligned}\right\} \tag{1.28}$$

则有将式(1.4)中的 R_i 改写成 z_i,所得到的等式成立,其结果为将式(1.5)中的 R_i 改写成 z_i,即

$$h_{fe}z_1z_2+(z_2+z_3)z_1+(z_1+z_2+z_3)z_i=0$$

将 z_i 代入上式得

$$h_{fe}z_1z_2+(z_2+z_3)z_1+jX(z_1+z_2+z_3)+(z_1+z_2+z_3)R_i=0 \tag{1.29}$$

其中 jX 是 z_i 的虚部,即 $j\omega(L_1+M)$。

若 z_1、z_2、z_3 为纯虚数,式(1.29)的第 1、第 2、第 3 项为实数,在由式(1.5)推导式(1.6)的过程中,增益条件新增加了第 3 项。第 4 项是虚数,它决定了振荡频率,其结果与式(1.7)完全相同,即

$$z_1+z_2+z_3=0 \tag{1.30}$$

因为在振荡状态式(1.30)成立,所以式(1.29)的第 3 项为 0,如果

整理一下振荡条件,那么可见它与式(1.6)、式(1.7)完全相同。

将式(1.30)代入式(1.6),振动加强的条件即所需的电流放大倍数 h_{fe} 可写为

$$h_{fe} > -\frac{z_2 + z_3}{z_3} = -\frac{z_1}{z_1 + z_3}$$

将式(1.28)代入可得

$$h_{fe} > \frac{M}{L_2} \tag{1.31}$$

因为式(1.30)决定了振荡的角频率,所以将式(1.28)代入有

$$-\omega M - \frac{1}{\omega C_3} + \omega(L_2 + M) = 0$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_3}}$$

振荡频率 f_0 为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_3}} \tag{1.32}$$

在集电极调谐振荡器中,z_1 即 $[j\omega(L_1 + M) + R_1]$ 与振荡频率无关,因此,调整 L_1 和 L_2 的耦合不会影响振荡频率。但是集电极调谐振荡器也有一个缺点:由于电压增益非常大,当槽路的电压为负峰值时,晶体管饱和,难以得到理想的正弦波。

图1.20是一个充分限制基极电流使晶体管总是工作在线性

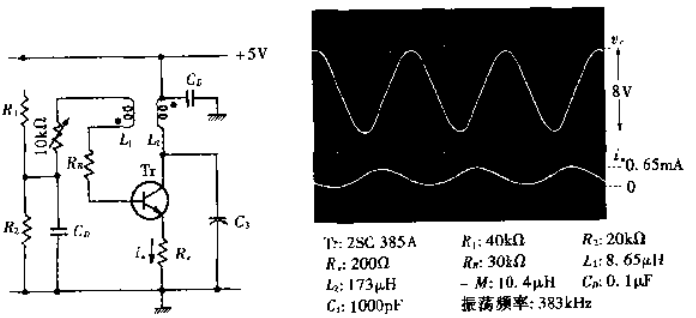
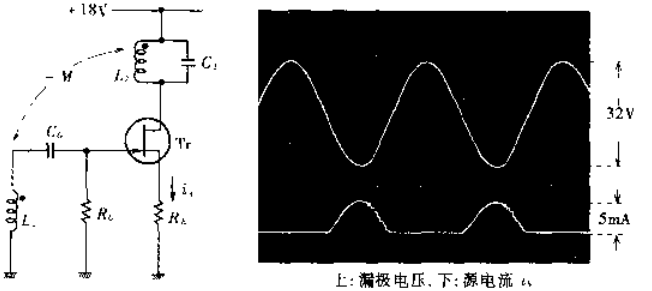


图1.20 集电极调谐振荡器的实用电路例



上：漏极电压，下：源电流 i_s

Tr 2SK 30A　　L_1 = 14.7μH　　L_2 = 216μH　　M = 39μH　　C_3 = 500pF

C_G = 50pF　　R_G = 1MΩ　　R_F = 100Ω　　振荡频率：480kHz

图 1.21　漏极调谐振荡器

区域的例子，其动作特征与前面的 *LC* 振荡器完全不同。它可以得到良好的正弦波，但反过来，自偏压效果没起作用，因此振荡的发生偏向于极慢，并且还有一个缺点：必须对每个晶体管进行最佳调节。

图 1.21 是 FET(场效应管)漏极调谐振荡器的应用实例，即使槽路电压达到负峰值，因为漏极阻抗没有达到极值，所以容易得到理想的正弦波输出。

1.2.6　FET 构成的 *LC* 振荡器

如果用场效应管构造 *LC* 振荡器，由于其输入阻抗比晶体管大，故可得到较好的振荡状态。为了通过自偏压产生振幅限制效果，因此需要在振荡状态下门电流流通的接合型 FET。图 1.22 是接合型场效应管构成的门调谐振荡器的实例，按同样的设计方法也可采用其它形式的振荡器。

图 1.23 是双门 (dual gate) FET 构成的门调谐振荡器的例子，因为晶体管的互导 g_m 大，所以除了容易振荡外，第 1 门-漏极之间的电容很小，也不会引起异常振荡及寄生振荡[1]。

1)　参见本章 1.4 节的详细介绍。

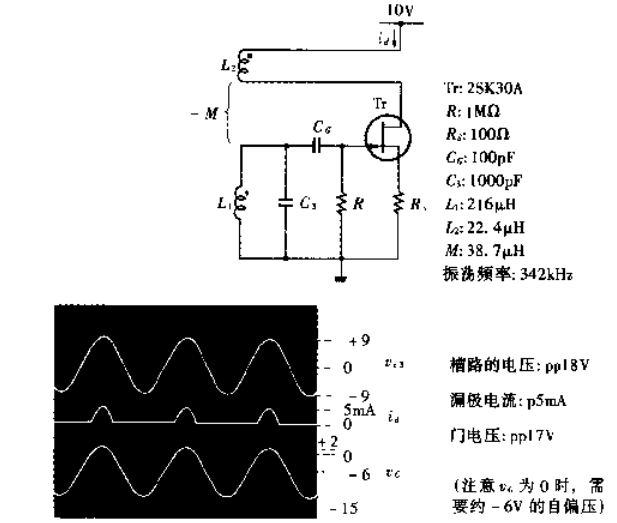


图 1.22 门调谐振荡器

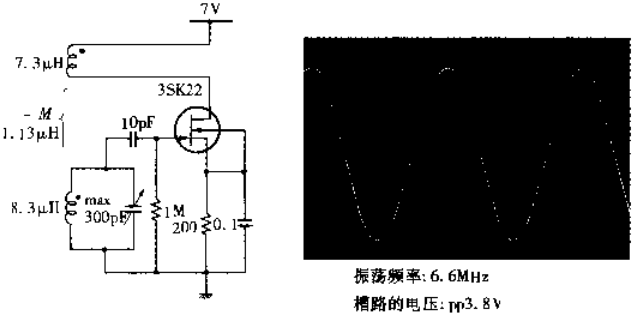


图 1.23 双门 FET 的门调谐振荡器

1.3 晶体振荡器的设计方法

在可用 3 点连接法说明的 *LC* 振荡器中，用晶体振子代替 1 电感元件形成的振荡器称为晶体振荡器。根据原型是哈特利型还是科耳皮兹型，晶体振荡器相应有二种型式。特别是科耳皮兹型只由电阻、电容即可构成。

晶体振荡器的频率准确度、稳定度[1]都比 LC 振荡器高 2 个数量级，可达 10^{-5}，如果将晶体保存在恒温槽中，可达到 10^{-6}。因此它常用于频率副标准、通信用发信机的主振荡器、受信机的局部振荡器、时钟、各种高级测量仪器等。

1.3.1　晶体振子的原理

晶体具有压电效应，如果施加机械压力表面会产生电荷，施加电压其形状发生变化。变形与所施加电压成比例，电荷的产生又与变形成比例，于是因果相互影响引起弹性振动，并以其形状所决定的固有弹性频率共振。它在电气上等效于串联共振电路，在共振点上只有固有损失。

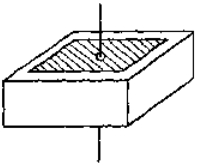
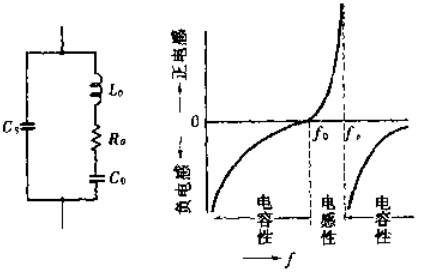


图 1.24　晶体振子的一个例子

图 1.24 是利用厚度方向弹性振动的晶体振子的结构实例，阴影部分是电极，上下相对放置，并用镀金粘贴。

图 1.25(a)是电气等效电路，图 1.25(b)是电感频率特性。图中 L_0 是晶体振子的固有电感，C_0 是固有电容。用 f_0 表示其固有弹性振动的频率，则有

$$f_0=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_0C_0}} \tag{1.33}$$



(a) 晶体振子的等价电路　　(b) 晶体振子的电感频率特性

图 1.25

1)　参照本章的 1.5 节。

它等效于损失为 R_0 的串联共振电路。

C_S 是夹在两电极之间作为电介质的晶体形成的单个电容器的容量。因此构成了 C_S、C_0 的串联电容与 L_0 组成的并联共振电路。其共振频率 f_p 为

$$f_p=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_0\dfrac{C_SC_0}{C_S+C_0}}}=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_0C_0}}\sqrt{\frac{C_S+C_0}{C_S}} \tag{1.34}$$

如果加工时使 $C_0\ll C_S$，则有[1]

$$f_p\approx\frac{1}{2\pi\sqrt{L_0C_0}}\left(1+\frac{C_0}{2C_S}\right)=f_0\left(1+\frac{C_0}{2C_S}\right) \tag{1.35}$$

一般 C_0 与 C_S 的比为 200～400，所以仅在 f_0 点和比 f_0 稍高 0.125%～0.25% 高频范围内才存在电感性电抗，并且仅在这一小范围内才能振荡，因而可得到高精度、高稳定度的振荡器。

1.3.2 哈特利型晶体振荡器

在图 1.5 所示的哈特利振荡器中，将 L_1 替换成晶体振子的振荡器称为哈特利型晶体振荡器[2]。

实用电路如图 1.26 所示，R_1、R_2、R_e 的功能与 LC 振荡器相同，C_C 用于隔离加在晶体振子上的直流电压。另外，相当于图 1.5 中 C_3 的那个元件，用于根据振荡频率的不同连接补充电容，晶体管的基极-集电极间的电容也起这种作用。

集电极电路的并联调谐电路有两个重要功能。第 1 在振荡频率点上产生高电感性的电抗，第 2 是在伪频率和倍频处不振荡。

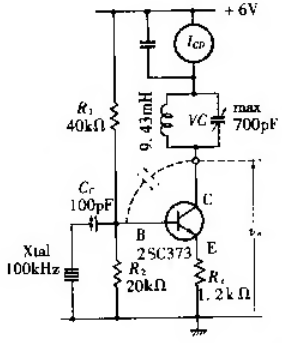
如图 1.27 所示，并联共振电路的电抗在低于共振频率 f_r 的低频区是正电感性，越接近 f_r 其值越大。反之，在高于共振频率 f_r 的高频区为负电容性。图 1.26 原理上同图 1.5 的结构，所以集电极电路必须是电感性电抗。故取 f_r 比晶体振子的固有频率 f_0 大

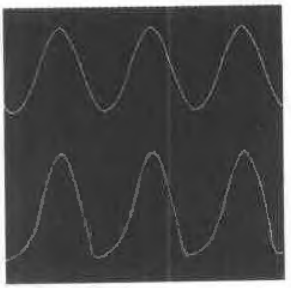
[1] $\sqrt{\dfrac{C_S+C_0}{C_S}}=\left(1+\dfrac{C_0}{C_S}\right)^{1/2}=1+\dfrac{C_0}{2C_S}-\dfrac{1}{8}\left(\dfrac{C_0}{C_S}\right)^2+\dfrac{1}{16}\left(\dfrac{C_0}{C_S}\right)^3-\cdots$ 由上式，因 $C_0\ll C_S$，故可将高次项省略而得到式(1.35)。

[2] 原形为电子管电路，是在栅-阴极间设有晶体振子的 G-K 皮尔兹振荡器，为对发明者表示敬意也可称为 B-E 皮尔兹(Pierce)振荡器。

些，满足 $f_0 < f_r$ 的关系，那么容易得到大电感性电抗，满足振荡条件。而且，若按该关系选择 f_0、f_r，则集电极电路在高于 f_r 的频率范围内是电容性，不满足振荡条件，比 f_r 低很多的频率范围内虽然是电感性电抗，但其值太小，也不满足振荡条件，这样一来，仅在比 f_r 小的很窄的频率范围内才能振荡，而在伪频率和倍频[1]上都不振荡。

振荡频率并不是晶体的固有振动频率。因为要使振荡条件成立，晶体必须是电感性电抗，而由图 1.25(b) 可知，电感性电抗的范围位于比 f_0 大的频率范围内。但是如前所述，由于 f_0 和 f_p 非常





将集电极电压 v_o 的调谐点置于图 1.28 的 E 点：pp9V

将调谐点置于图 1.28 的 F 点：pp11.5V

图 1.26　哈特利型晶体振荡器

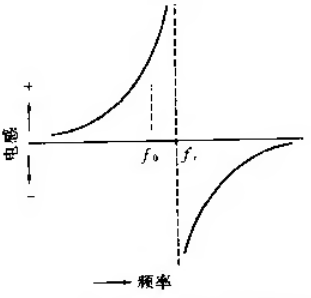


图 1.27　并联共振电路的电感频率特性

1)　参照练习题 7、8。

接近，在比 f_0 稍大的频率处电抗值非常大，所以可认为在 f_0 处振荡。当然实际上晶体振子的 f_0 都做得比所需振荡频率稍小一些。

下面讨论一下集电极电路的调谐频率和振荡特性的关系。如图 1.26 所示，在集电极电路上放置直流电流计，边测量集电极电路的输出电压 v_o 边改变集电极、槽路的调谐频率。图 1.28 显示了集电极电流 I_{CD} 和输出电压 v_o 的变化情况。振荡频率是由晶体振子决定的。

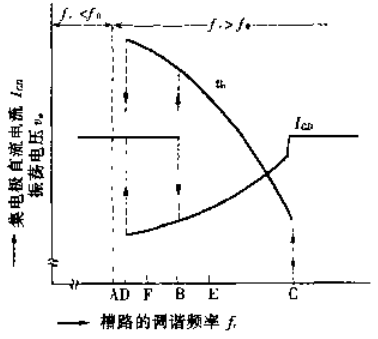


图 1.28 哈特利型晶体振荡器槽路的调谐频率和振荡特性的关系

首先将可变电容器 VC 的电容调到最大，合上电源开关。此时 $f_r < f_0$，槽路为电容性不能振荡。集电极电流 I_{CD} 是一个由偏压条件决定的很大的值，显然振荡输出电压 v_o 为 0。A 点表示 $f_r = f_0$ 的点。这时槽路是纯阻抗也不能振荡。频率轴上 A ~ B 间，$f_r < f_0$，槽路的电抗太大，不满足振荡条件，仍然不能振荡。

一到 B 点，振荡条件开始得到满足，表现在输出较大的 v_o。槽路的电抗非常大，振荡的势头很强。此时集电极电流 I_{CD} 迅速减小。I_{CD} 减小的原因是基极被大振幅的交流电压所激励，正如图 1.7 所说明的，负偏压变深，集电极电流只能在短时间内以脉冲形式流动，因此集电极电流的平均值 I_{CD} 变小。所以仅靠测量集电极电流 I_{CD} 就可知道是否进入振荡状态。

从 B 点向 C 点走，f_r 进一步加大，L 性电抗逐渐变小，振荡也逐渐变弱。I_{CD} 逐渐增大，如图中所示，最后在 C 点集电极电路电

抗不足，而不能振荡。

过了 C 点振荡停止，那么再将 f_r 向小方向调。到 C 点振荡又发生，到 B 点振幅和集电极电流的关系重复与刚才完全相反的过程。这次经过 B 点振荡不再停止。这是因为振荡势头越强越需要前述的自偏压，以降低晶体管的增益，满足振荡条件。到 D 点，电抗过大，自偏压降低增益的效果也无济于事，于是振荡停止。

对于哈特利型振荡器而言，一旦槽路的共振频率 f_r 与晶体的固有频率相差太大，那么集电极电流的高次谐波成分被增强，难以得到正弦波输出。这是哈特利型振荡器的缺点。因此在槽路的设计上，应注意使振荡只在 f_r 稍大于 f_0 处发生。总之，不要使用不需要的大电感。由于这种设计上的困难，哈特利型晶体振荡器不太常用。

练习题 5 图 1.26 的哈特利型晶体振荡器，应该在哪一点使用集电极电路的调谐频率？

解： 如前所述，应该放在图 1.28 的 E 点。

直观看来应选用 F 点，因为动作波形显示出振荡势头很强。但是如果事先将调谐频率 f_r 放在 F 点，然后合上电源开关，明显可见此时不振荡。必须再一次将 f_r 调到 B 点以上，然后再降到 F 点。即使愿意使用这种烦琐的操作，也不能使用 F 点。这是因为如果在使用中，振荡因某种原因停止（由于负载变化等引起），那么就不能再次振荡。

反之，若将调谐频率选在图 1.28 的 E 点，那一合上电源开关肯定振荡，且振荡的势头比 C 点附近还要强，即使负载变化，到 B 点还有余量。

练习题 6 说明晶体振子的振动模态。

解： 如图 1.29 所示，晶体振子的振动模态（mode）大致分为轮廓振动和厚度振动两类，每一类分别包括纵向、滑动、屈曲、扭转 4 种模态。但是一般在厚度振动上只使用滑动，在轮廓振动上只使用纵向、滑动、屈曲总共 4 种模态[1-5]。图 1.30 所示的 U 形新近用于手表，产生声音一样的振动。展开可知，它属于轮廓振动的屈曲模态。

应根据振荡频率来选择适当的振动模态，振荡频率在 100kHz 到

几 MHz 范围内，主要使用厚度振动的滑动模态，小于几十 kHz 时，使用各种轮廓振动，特别是屈曲振动可用到几 kHz。

另外，振荡频率为几十 MHz 时，多使用基本振动的 3 次或 5 次倍频[1]。

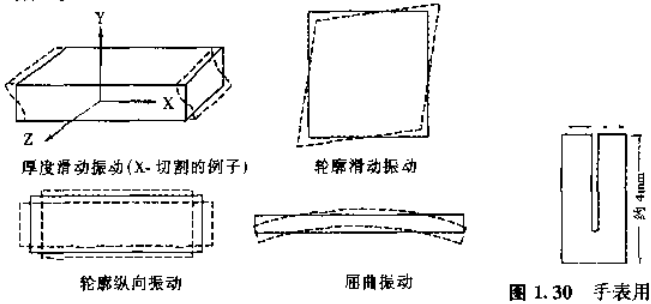


图 1.29 晶体振子的振动模态

图 1.30 手表用晶体振子的形状

练习题 7 何谓晶体振子的副振动？

解： 例如，以“厚度、滑动振动”为目的制造的晶体振子，也经常伴有各种轮廓振动等其它模态的振动，显然其振动频率表现出与目的模态的振动频率不同的值，称之为伪频率，由伪频率引起的振动称为副振动。

可以发生副振动，意味着在目的频率区域之外还存在着电导性电抗，如果振荡电路的结构不合理，则电路可能会以伪频率振荡。

因此晶体振子多制成不易引起副振动的形状。例如，采用图 1.24 所示的正方形，就容易伴有各种轮廓振动。故使用厚度滑动模态的晶体振子总是制成围棋子形状。

练习题 8 何谓晶体振子的倍频？

解： 由于晶体是刚体，难以得到理想的正弦波，而且易包含高次谐波成分，这就意味着在固有频率 f_0 的 2 倍、3 倍点处也存在电导性电抗区，称之为倍频(overtone)。由于 10MHz 以上的晶体振子制作困难，因此往往用倍频使之振荡。倍频一般采用 3 次或 5 次倍频。

1) 参照练习题 8。

练习题 9 说明晶体振子的切割方法。

解: 图 1.31 是切割晶体结晶轴方法的说明图。图 1.31(a)表示结晶轴，将柱状结晶的纵向中心轴称作 Z 轴或光轴。通过 Z 轴、与柱状结晶的各个表面垂直相交的线称为 Y 轴或机械轴。通过 Z 轴、与柱状结晶的纵向棱线垂直相交的线称为 X 轴或电气轴。

如图 1.31(b)所示，使主轴与 X 轴垂直相交的切法称为 X- 切割，与 Y 轴垂直相交的切法称为 Y- 切割。

如图 1.31(c)所示，在 Z-Y 平面上，垂直于与 Z 轴成 54°47′倾角的轴的切割方法称为 R_1- 切割，同理取 139.5°时称 R_2- 切割。R 切割也有以其发明者的名字命名的，称作古贺切[1.6]。

有时也称 X- 切割的晶体振子为 X 板，Y- 切割的称为 Y 板。这时称 R_1 为 AT 板、R_2 为 BT 板，图 1.31(d)即为 GT 板，此外还有很多种切割方法。

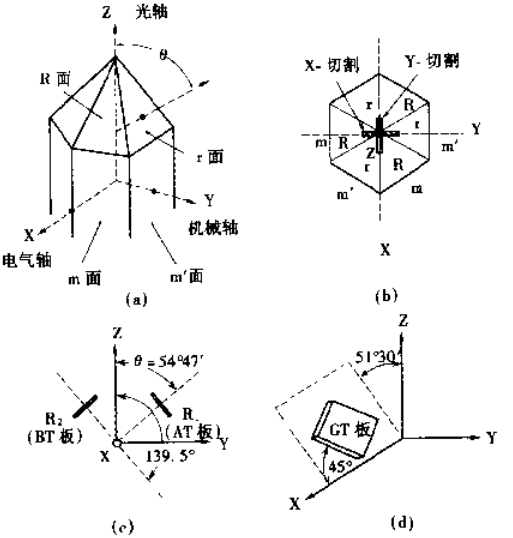


图 1.31 晶体振子的切割方法

切割和振动模态的组合是由以下因素决定的：使频率的温度系数为0(R- 切割)，或采用难以引起伪振动的切割方法，及适合于基本振动频率的形状和适合于该形状的振动模态。可以多种切割方法和振动模态组合使用。

1.3.3 科耳皮兹型晶体振荡器

在图 1.12 的科耳皮兹振荡器上，将 L_3 置换成晶体振子构成的振荡器称为科耳皮兹型晶体振荡器[1]。

实用电路如图 1.32 所示，R_1、R_2、R_e 的功能与 LC 振荡器相同。C_c 用于隔离加在晶体振子上的直流电压，相当于图 1.13 中 C_2 元件，担负着集电极电路的并联调谐电路的功能。即在振荡频率点得到高电容性的电抗和在伪频率及倍频率处不振荡，这一点和哈特利型晶体振荡器极为相似。但因为科耳皮兹型必须是电容性电抗，与哈特利型振荡器中取 $f_0 < f_r$（f_0 为晶体振子的固有频率，f_r 为并联共振频率）完全相反，如果不满足 $f_0 > f_r$ 则不能振荡。

图 1.33 所示为将图 1.32 中集电极电路的调谐频率由低逐渐升高时的振荡特性，可见，其响应和哈特利型的响应关于频率轴反对称。特别是由该例可知振荡不用停止就能过渡到倍频振荡。

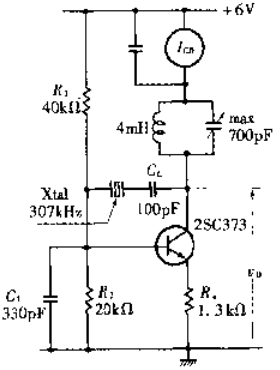


图 1.32 科耳皮兹型晶体振荡器

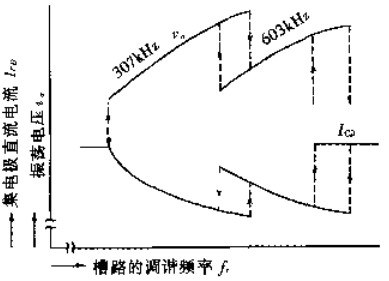


图 1.33 科耳皮兹型晶体振荡器槽路的调谐频率及振荡特性

注意：未必总是像该例一样发生倍频振荡。

1) 原形是电子管电路，是在栅极和阴极间设有晶体振子的 G-P 皮尔兹振荡器，又称为 B-C 皮尔兹振荡器。

1.3.4　无调整晶体振荡器

在科耳皮兹型晶体振荡器中，为了容易产生振荡和限制伪频率外振荡，在原形图 1.13 的 C_2 处放置调谐电路，该调谐电路用作电容性电抗。

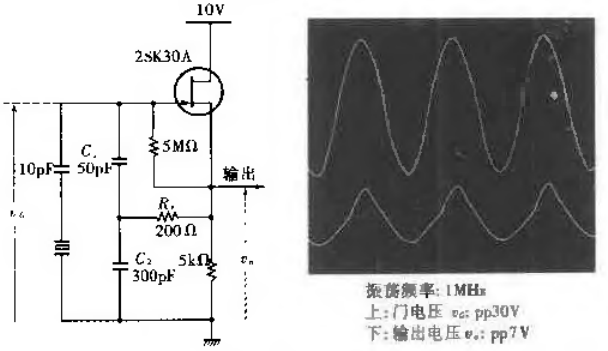


图 1.34　无调整晶体振荡器

如果反馈量选得合适，那么即使 C_2 不是调谐电路也能振荡。如果采取这种电路结构，则电路上无需调整元件。特别是由于不用电感，电路小型、方便。又因为没有调整部分，因此称为无调整振荡器或 Sabaroff 振荡器。

实用电路如图 1.34 所示。无调整晶体振荡器的缺点是：由于没有调谐电路，输出波形难以得到正弦波。特别是为了使晶体稳定工作，希望晶体的激励电压波形为正弦波。因此，C_1 的电容存在一个最佳值，关键是选 1 个尽可能小的值。与此相应的 C_2 及 R_s 的最佳值需通过实验求得。

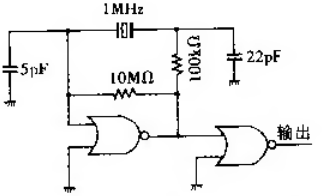


图 1.35　C-MOS 构成的晶体振荡器

图 1.35 是 CMOS 逻辑电路，常用于时钟脉冲的振荡等。其常数从 100kHz 到几 MHz，几乎可以不改变其常数，就能方便而广泛地应用。

1.4 CR 振荡器的设计方法

不使用电感元件，只使用电容和电阻构成的振荡器称作 *CR* 振荡器。由于不使用电感，所以它具有外形小巧的特征。而且电容和电阻容易制造出精确的值，可以组合 *C*、*R* 值，制成刻度盘式的 10 进制振荡器。

CR 振荡器包括移相式振荡器、维恩桥式振荡器、塔曼振荡器等。维恩桥式振荡器和塔曼振荡器本质上有相同的工作原理。

1.4.1 移相式振荡器

在图 1.2 所示的振荡器的组成原理图上，用电阻和电容组成的相位推移电路（简称移相电路）构成反馈电路 *H*，形成如图 1.36 所示的振荡器，称为移相振荡器。移相电路包括微分、积分两种形式，放大器的输入阻抗可视为无限大和视为 0 两种情况，共有 4 种组合。

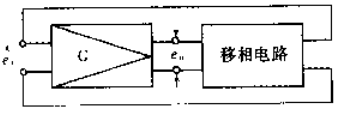


图 1.36 移相振荡器的原理

下面讨论一种容易构成的形式，即放大器输入电阻为无限大的情况。

(a) 微分型移相振荡器

将图 1.37 所示的移相电路，即在串联的枝上[1]放 *C*、在并联的枝上放 *R* 构成的移相振荡器称为微分型。如果放大器的输出电阻与整个移相电路的电阻相比非常小，可视为 0，那么可认为有一

1) 在电路网中，称构成元件的连接点为节点，连接两个节点而且无分支的电流通路称为枝。

个输出电压为 e_o 的恒压源。如果放大器的输入电阻远远大于移相电路最末枝的电阻 R，可视为无限大，那么可将移相电路独立出来，就图 1.37 进行讨论。

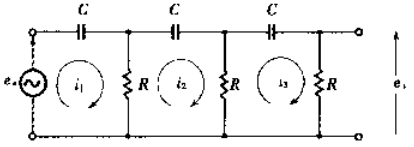


图 1.37　微分型移相电路

放大器的输入电压 e_i 为

$$e_i = Ri_3 \tag{1.36}$$

如图 1.37 所示，i_3 确定了环路电流，列电路方程式[1]如下

$$\left.\begin{aligned} (R-jX)i_1 \quad -Ri_2 \qquad\qquad\quad &= e_o \\ -Ri_1 \quad +(2R-jX)i_2 \quad -Ri_3 \quad &= 0 \\ -Ri_2 \quad +(2R-jX)i_3 \quad &= 0 \end{aligned}\right\} \tag{1.37}$$

求解 i_3 得

$$i_3 = \frac{\begin{vmatrix} (R-jX) & -R & e_o \\ -R & (2R-jX) & 0 \\ 0 & -R & 0 \end{vmatrix}}{\Delta} = \frac{e_o R^2}{\Delta} \tag{1.38}$$

其中，$-jX$ 代表 C 的电抗$(1/j\omega C)$

$$X = \frac{1}{\omega C} \tag{1.39}$$

且 Δ 为

$$= \begin{vmatrix} (R-jX) & -R & 0 \\ -R & (2R-jX) & -R \\ 0 & -R & (2R-jX) \end{vmatrix} \tag{1.40}$$

计算行列式得

1)　参见第 1 分册《晶体管电路》。

$$\begin{aligned}\Delta &= (R-jX)(2R-jX)^2 - R^2(R-jX) - R^2(2R-jX) \\ &= R(R^2-5X^2) - jX(6R^2-X^2)\end{aligned} \tag{1.41}$$

所以有

$$i_3 = \frac{e_o R^2}{R(R^2-5X^2) - jX(6R^2-X^2)} \tag{1.42}$$

放大器的输入电压 e_i 为

$$e_i = i_3 R = \frac{e_o R^3}{R(R^2-5X^2) - jX(6R^2-X^2)} \tag{1.43}$$

稳定状态下(持续振荡状态)的放大器增益 G 为

$$G = \frac{e_o}{e_i} = \frac{1}{R^2}(R^2-5X^2) - \frac{jX}{R^3}(6R^2-X^2) \tag{1.44}$$

因为增益必须为实数，所以式 (1.44) 的虚部必须为 0，换言之，以使式(1.44)的虚部为 0 的频率振荡。因而有

$$6R^2 - X^2 = 0 \tag{1.45}$$

对 X 求解有

$$X^2 = 6R^2 \tag{1.46}$$

$$X = \sqrt{6}R$$

将 $X = 1/\omega C$ 代入上式，对 ω 求解有

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{6}CR}$$

振荡频率 f 为

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}CR} \tag{1.47}$$

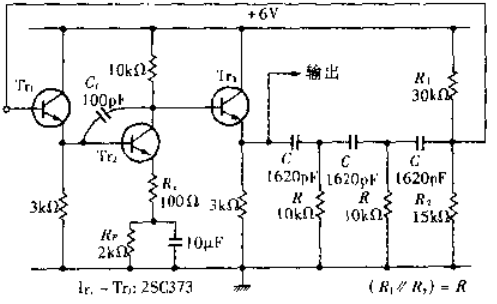
将式(1.46)代入式(1.44)，得到所需的增益 G 为

$$G = 1 - 30 = -29 \tag{1.48}$$

练习题 10 试设计一振荡频率为 4kHz 的微分型移相振荡器。

解：首先准备一个增益大于 −29，输入阻抗非常大、输出阻抗非常小的放大器。如图 1.38 所示。

增益为 -29 的放大器中的 Tr_2 作用不变、Tr_1 是射极跟随器，充当输入阻抗非常高、增益为 +1 的放大器，Tr_3 也是射极跟随器，充当输出阻抗非常低、增益为 +1 的放大器。结果 Tr_1、Tr_2、Tr_3 构成的放大器就是高输入阻抗、低输出阻抗、增益大于 -29[1] 的放大器。输出取 Tr_1 或 Tr_3 的射极。



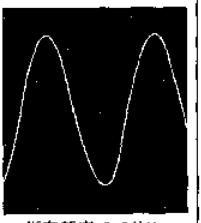


图 1.38　微分型移相振荡器

在 CR 移相器的最后一段一定要使 R_1、R_2 并联的阻值（$R_1 // R_2$）等于 R，而且作为 Tr_1 的偏压，R_1 和 R_2 的分压比要选取合适的值。

由于射极跟随器的输入阻抗很容易取得 $10^5\Omega$ 的阻值，所以取 R 的值小于 $10^4\Omega$。现在假设取临界值 $10^4\Omega$，那么由式(1.47)得到 C 为

$$C=\frac{1}{2\pi f\sqrt{6}R}=\frac{1}{6.2832\times4\times10^3\times\sqrt{6}\times10^4}$$
$$=1.624\times10^{-9}\text{F}=1624\text{pF}$$

取 R_1、R_2 的电源电压分压比为 1/3，考察可知，R_1、R_2 可取 30kΩ 和 15kΩ，加入以上的常数就得到图 1.38。

可用 R_e 调整增益，如果增益刚好为 -29，那么即使合上电源开关也很难引起振荡。如果太大，由于没有自偏压电路，波形容易变形。特别是微分型的移相电路形式上允许高频或分通过，所以波形容易变形。因此需要考虑用 1.5 节中介绍的振幅限制。

由于电阻组合比电容组合容易，所以将 C 固定在 2000pF，根据式(1.48)算出此时需要的 R 值。

$$R=\frac{1}{2\pi f\sqrt{6}C}=\frac{1}{6.2832\times4\times10^3\times\sqrt{6}\times2\times10^{-9}}$$
$$=8.12\times10^3\Omega=8.12\text{k}\Omega$$

1)　指增益的绝对值大于 29，相位为负的放大器。

若取 R_2 为 12kΩ，则 R_1 要满足

$$\frac{R_1R_2}{R_1+R_2}=8.12\times10^3$$

所以有

$$R=2.51\times10^4\Omega=25.1\text{k}\Omega$$

[设计时的注意事项]

(1) 由于微分型移相振荡器的移相电路具有微分特性[1)]，频率越高，电路增益越大。因此在频率特别高时往往伴随有寄生振荡[2)]。

若高频区的电路增益太大，除了产生寄生振荡外，也常常发生其它模式的振荡。图 1.38 的例子就产生了弛张振荡。即成为一个多谐振荡器。

为了抑制这些寄生振荡及其它模式的振荡，关键是不去放大那些不需要的频率区域。插在图 1.38 中 Tr_2 的集电极与基极间的电容器 C_2，就是用于限制高频区的增益。这在电路分类上属于镜像积分[1.6]。另外，与反馈放大中采取的相位补偿[1.9]的作用类似，此处需要充分限制，故采用镜像积分。不过如果过份限制，则会影响振荡频率，所以要注意仅限于所需的最小限度。

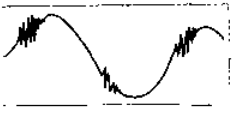
(2) 使用图 1.38 的常数，其振荡频率比计算值低 4%。正如 1.5 节中所述，对这类振荡器而言是在误差允许范围内。产生这一现象的原因是设计上认为 Tr_1 的输入阻抗无限大。要使 Tr_1 的输入阻抗在实际上达到无限大，可以在此设置源极跟随器[1.10]。

[调整时的注意事项]

由于 Tr_2 的基极偏压被固定了，故只能调节 R_E 确定 Tr_2 的工作点。因此最好边观测输出波形边在 1～3kΩ 的范围内连续改变 R_E 值。与晶体振荡器的滞后效应非常类似，在 R_E 和振荡振幅间存在一个振荡—但停止就不再发生的区域，所以需要将 R_E 取作固定电阻和热敏电阻的并联电路。

1) 指振幅随频率成比例地增大的特性，参见第 4 分册《脉冲电路》。

2) 指混入了设计频率以外的频率振荡。但是，并不是混入了与设计频率振动无关的振幅不变的其它振动，而是当设计频率振动的振幅达到特定值时，其它频率下的振荡条件成立而引起振荡。因此寄生振荡不能单独发生。如图是寄生振荡的一个例子，寄生振荡的特征是其频率、振幅都极不稳定，在负反馈放大器中也经常发生寄生振荡。



(b)　积分型移相振荡器

将图 1.39 所示的移相电路，即在串联的枝上放 R、并联的枝上放 C 构成的移相振荡器称为积分型。与微分型相同，定义电路电流，列电路方程式有

$$\left.\begin{aligned}(R-jX)i_1 \quad &+jXi_2 \quad &&=e_o\\ jXi_1 \quad &+(R-2jX)i_2 \quad &+jXi_3 \quad &=0\\ &+jXi_2 \quad &+(R-2jX)i_3 \quad &=0\end{aligned}\right\} \tag{1.49}$$

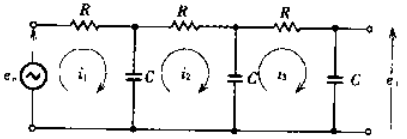


图 1.39　积分型移相电路

其中 $-jX=1/j\omega C$。对 i_3 求解有

$$i_3=\frac{\begin{vmatrix}R-jX & jX & e_o\\ jX & R-2jX & 0\\ 0 & jX & 0\end{vmatrix}}{\Delta}=\frac{-e_oX^2}{\Delta} \tag{1.50}$$

Δ 为

$$\begin{aligned}\Delta&=\begin{vmatrix}R-jX & jX & 0\\ jX & R-2jX & jX\\ 0 & jX & R-2jX\end{vmatrix}\\ &=(R-jX)(R-2jX)^2+X^2(R-jX)+X^2(R-2jX)\\ &=R(R^2-6X^2)-jX(5R^2-X^2)\end{aligned} \tag{1.51}$$

于是得 e_i 为

$$e_i=-jXi_3=\frac{e_ojX^2}{R(R^2-6X^2)-jX(5R^2-X^2)}$$

增益 G 为

$$G=\frac{e_o}{e_i}=\frac{X^2-5R^2}{X^2}+j\frac{R}{X^3}(6X^2-R^2) \tag{1.52}$$

根据 G 的虚部为 0 的条件得振荡频率为

$$X^2=\frac{R^2}{6}$$

$$\omega=\frac{\sqrt{6}}{CR} \tag{1.53}$$

$$f=\frac{\sqrt{6}}{2\pi CR} \tag{1.54}$$

将式(1.53)代入 G 的实部,则所需的增益为

$$G=1-30=-29$$

图 1.40 是积分型移相振荡器的实例,Tr_1、Tr_2、Tr_3 的使用目的同微分型移相振荡器,靠 R_e 调整增益。因为积分型移相振荡器有滤除高次谐波成分的能力,所以即使增益偏大一些,振荡波形也是正弦波。在调整时,由于所有的晶体管都是直流耦合的,所以需要边观测输出波形,边在 500Ω ~ 2kΩ 的范围内连续改变 R_E,找出最佳工作点,或采用固定电阻和热敏电阻的并联结构。

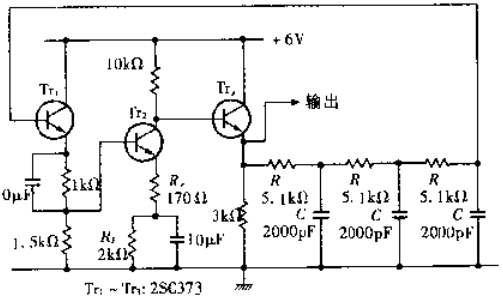




图 1.40 积分型移相振荡器

练习题 11 设计一个振荡频率为 38kHz 的积分型移相振荡器。

解: 在图 1.40 中,将 C 取为一个便于计算的值,即 2000pF。

变换式(1.54)的形式得到所需要的 R 为

$$R=\frac{\sqrt{6}}{2\pi fC}=\frac{\sqrt{6}}{2\pi\times38\times10^3\times2\times10^{-9}}$$

$$\approx5.13\times10^3\Omega$$

$$\approx5.1\text{k}\Omega$$

图 1.40 显示了取为上述常数时的振荡波形。振荡频率的误差约为 1%，如 1.5 节所述，这类振荡器仍在误差允许范围内，可以认为是较好的一致。

1.4.2　维恩桥式振荡器

维恩桥(Wien bridge)的连接如图 1.41 所示，电源连接在端子 1-2 间，如果达到平衡状态[1]，则可根据平衡条件，用已知的 C_1、R_1、R_3、R_4 求出未知的电容器 C_2 及其损失 R_2。

维恩桥式据荡器的结构如图 1.42 所示，即稍稍打破桥的平衡状态，使端子 3-4 间产生微小的电位差 e_i，再用差动放大器将它放大，然后将其输出 e_o 正反馈到端子 1-2 间。

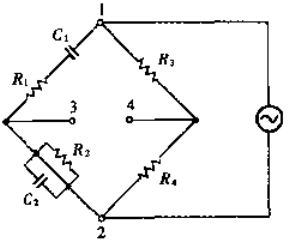


图 1.41　维恩桥

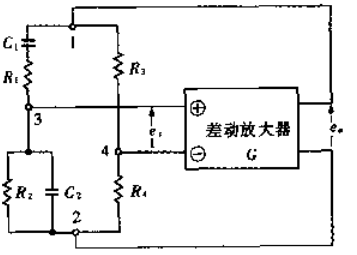


图 1.42　维恩桥式振荡器的原理

由于 R_3 和 R_4 将 e_o 分压，所以端子 4-2 间的电位差为

$$(\text{端子 4-2 间的电位差}) = \frac{R_4}{R_3 + R_4} e_o$$

同理

$$(\text{端子 3-2 间的电位差}) = \frac{z_2}{z_1 + z_2} e_o$$

而

$$z_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} = \frac{1 + j\omega C_1 R_1}{j\omega C_1} \tag{1.55}$$

1)　当端子 1-2 间连接电源时，称端子 3-4 间电位差为 0 的状态为桥的平衡状态。将此时的电路条件称为平衡条件。

$$z_2=\frac{1}{\frac{1}{R_2}+j\omega C_2}=\frac{R_2}{1+j\omega C_2R_2} \tag{1.56}$$

因此端子3-4间的电位差,即 e_i 为

$$e_i=\left(\frac{z_2}{z_1+z_2}-\frac{R_4}{R_3+R_4}\right)e_o$$

差动放大器的增益 G 用倒数形式表示为

$$\frac{1}{G}=\frac{e_i}{e_o}=\frac{z_2}{z_1+z_2}-\frac{R_4}{R_3+R_4} \tag{1.57}$$

将式(1.55)、式(1.56)代入式(1.57),整理得

$$\frac{1}{G}=\frac{j\omega C_1R_2}{j\omega(C_1R_1+C_2R_2+C_1R_2)+(1-\omega^2C_1C_2R_1R_2)}-\frac{R_4}{R_3+R_4} \tag{1.58}$$

若

$$1-\omega^2C_1C_2R_1R_2=0 \tag{1.59}$$

成立,则式(1.58)可化为

$$\frac{1}{G}=\frac{C_1R_2}{C_1R_1+C_2R_2+C_1R_2}-\frac{R_4}{R_3+R_4} \tag{1.60}$$

G 为实数。由于振荡是在使 G 为实数的频率下进行的,所以由式(1.59)得到振荡条件为

$$\left.\begin{aligned}\omega&=\frac{1}{\sqrt{C_1C_2R_1R_2}}\\ f&=\frac{1}{2\pi\sqrt{C_1C_2R_1R_2}}\end{aligned}\right\} \tag{1.61}$$

显然式(1.60)就是增益条件。

通常为了简化结构,取 $C_1=C_2=C$, $R_1=R_2=R$,于是振荡频率及增益为

$$\left.\begin{aligned}f&=\frac{1}{2\pi CR}\\ \frac{1}{G}&=\frac{1}{3}-\frac{R_4}{R_3+R_4}\end{aligned}\right\} \tag{1.62}$$

如果 $R_3 = 2R_4$，$1/G$ 变成 0，则需要增益为无限大的放大器。这就是桥的平衡条件。但做为振荡器，增益必须有限，所以必须满足以下关系。

$$\frac{R_4}{R_3 + R_4} \neq \frac{1}{3} \tag{1.63}$$

即式（1.63）必须大于 1/3 或小于 1/3。实际电路采用小于的关系。

$$\frac{1}{G} = \frac{1}{3} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} > 0$$

因为式(1.62)一定成立，所以增益 G 必定为正值。差动放大器的连接如图 1.42 所示。

练习题 12　设计一个振荡频率为 15.9kHz 的维恩桥式振荡器。

解：　为计算方便，取图 1.42 的 $C_1 = C_2 = 2000\text{pF}$，$R_1 = R_2$ 可由式(1.62)计算出

$$R = \frac{1}{2\pi fC}$$

$$= \frac{1}{2\pi \times 15.9 \times 10^3 \times 2 \times 10^{-9}}$$

$$= 5.005 \times 10^3\Omega \approx 5\text{k}\Omega$$

如果使用运算放大器作为差动放大器，那么由于运算放大器本身的输入阻抗大、增益也很大，所以可使 R_3 与 $2R_4$ 非常接近。假设取 R_3 为 1kΩ，则 R_4 可以比 500Ω 小一些。

实际上 R_4 越是非常小，越容易引起振荡。但是如果 R_4 与 $R_3/2$ 不十分接近，那么稳定状态下的波形容易变形，图 1.43 是一个实用电路例。它将固定电阻和 FET 串联做为 R_4，对 FET 的沟道幅值和正比于输出电压振幅的直流电压进行反馈控制，通过将控制力取得充分大，即使振荡频率改变，输出电压也基本不变。这就是该电路的特征。

图 1.44 表示了用计算机仿真图 1.43 电路动作的结果，明显可知振荡的持续过程和过渡状态。图 1.44(a)表示了电源开关接

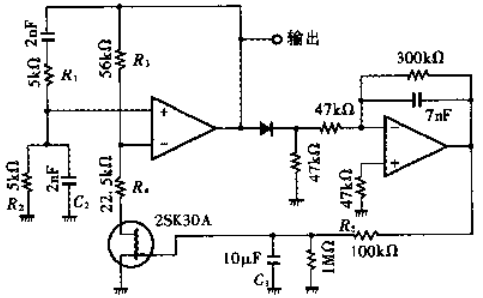


图 1.43 反馈控制型维恩桥式振荡器

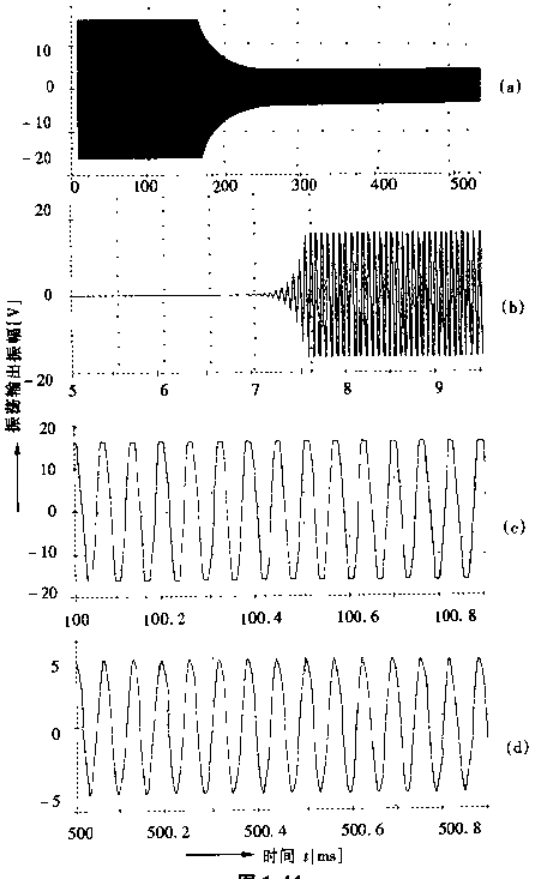


图 1.44

通后约 7ms 发生振荡，约 300ms 时达到稳定状态。这时控制电路的滤波电容器 C_3 通过 R_5 进行充电，由于控制力根本不起作用，所以振荡电路的运算放大器达到饱和。

由图 1.44(b)可知，约 7ms 时振动的振幅开始可见，而且多个波形一齐达到饱和。图 1.44(c)中放大了经过 100ms 时的时间轴，可以清楚地看到放大器饱和的状态。

图 1.44(d)表示经过 500ms 后，电容器 C_3 充电完毕，控制力充分作用，达到稳定状态的波形。其振幅、频率都与实验结果十分相似，可见仿真的可靠度很高。

1.5 稳定振荡器的设计方法

用作测量仪器、各种装置信号源的振荡器对频率和振幅都有严格的稳定性要求。本节将讨论频率精确度、稳定度及稳定振荡器的构成、不影响稳定度的负载的处理方法等。

1.5.1 频率精确度

振荡频率相对于公称频率的偏差称为*频率偏差*，位于某一偏差范围内的精确度称为*频率精确度*(frequency accuracy)[1]。

假设有一公称频率为 f_0 的振荡器，其振荡频率有 $\pm \Delta f$ 的频率偏差，则频率精确度 δ 定义为

$$\delta = \frac{\pm \Delta f}{f_0} \tag{1.64}$$

即用偏差率表示频率精确度。

振荡器的频率偏差在很大程度上受其组成元件的影响。如果考虑元件的老化[2]，那么各种振荡器相对于公称频率的频率精确度达到表 1.2 所示的程度就是安全的。要提高频率精确度[3]，在频率固定不变时，最简单的办法就是采用晶体振荡器。如果采用

1) 有时也称频率精度。

2) 老化包括老化和劣化。

3) 提高精确度就是减小频率偏差。

表 1.2 设计各种振荡器的频率精确度和稳定度

区分 / 分类	频率精确度	频率稳定度
无稳态多谐振荡器	10^{-1}	10^{-1}
LC 振荡器	5×10^{-2}	5×10^{-2}
CR 振荡器	5×10^{-2}	5×10^{-2}
晶体振荡器	5×10^{-5}	5×10^{-5}
简易稳定化晶体振荡器	10^{-5}	10^{-5}
稳定化晶体振荡器	10^{-6}	10^{-6}
超稳定化晶体振荡器	10^{-8}	10^{-8}

Sabaroff 型，振荡器外形尺寸可以很小，而且精确度为 10^{-5} 时的造价也不太昂贵。

当频率可变时，如果结合使用数字计数器，那么 *LC* 振荡器和 *CR* 振荡器的精确度都可以比表 1.2 的值提高一个数量级以上。晶体振荡器也可以将计数器做为标准，对频率进行微调，因此可提高其精确度。但是，由于计数器的标准频率也是晶体振荡器，所以需要一个精确度比所需精确度还高一个数量级的计数器。

练习题 13 有一个公称频率为 5MHz 的振荡器，其精确度为 2×10^{-5}。该振荡器的振荡频率偏差是多少？

解： 设振荡频率为 f_0、精确度为 δ，则频率偏差 Δf 为

$$\Delta f=\delta f_0$$

于是得

$$\Delta f=5\times10^6\times2\times10^{-5}=100\text{Hz}$$

即该振荡器以 5MHz ± 100Hz 范围内的某一个频率振荡。

1.5.2 频率稳定度

如果使振荡器连续工作，那么其频率变化有以下 3 种情况：在很短的以分、秒为单位的时间内的频率变化，30 分钟或 1 小时左右或者再多一些的时间内的频率变化（称为偏差）及以年为单位的长时间（老化）的频率变化。

假设振荡器开始工作经过约 30 分钟后（称之为加热）的平均频率为 f_0，变化的最大值为 $\pm\Delta f$，那么定义 s 为

$$s=\frac{\Delta f}{f_0} \tag{1.65}$$

称 s 为频率稳定度(frequency stability)。即用频率的变化率(变动率)表示稳定度。

各种振荡器的长期频率稳定度是表 1.2 中估计的值，就是安全的。

练习题 14 有一个 7MHz 的振荡器，其稳定度为 10^{-5}，求最大频率变化为多少？若精确度为 10^{-5}，求距公称频率的最大变化值。

解： 设基于稳定度的频率变化为 $\pm\Delta f$，则

$$\Delta f = sf_0 = 7\times10^6\times10^{-5}=70\text{Hz}$$

换言之，该振荡器的频率总是在 7MHz ±70Hz 的范围内变化。

由于该振荡器的精确度也是 10^{-5}，可参见练习题 13，由于距公称频率有 ±70Hz 的偏差，所以距公称频率的最大变化值为 ±140Hz。

1.5.3 振荡器的频率稳定化

引起振荡器频率变化的原因很多，对 LC 振荡器和 CR 振荡器而言，其构成元件 L、C、R 必须选用由温度系数小的材料制成的零件。也有采用在 L、C 或 C、R 间组合使用温度变化特性相反的元件、使之相互抵消的方法，这些方法都经常使用。特别是对于使用磁芯的电感，要采用特殊的磁性材料和与之匹配的电容。

更为重要的是由于晶体管的温度特性，必须采用预先给定稳定工作点的偏压法。因此很多振荡器都采用分压型的基极偏压或者结合值用反馈型偏压(如图 1.38 的 R_E 及与其并联的电容)。

另外，在很多振荡器中使用的不并联的发射极电阻(如图 1.6 的 R_e 及其它图中的 R_e)，除了用于增大输入阻抗、均匀晶体管的不一致的 h_{fe} 外，还用于减轻晶体管温度变化引起的 h_{fe} 的变化对振荡条件的影响。

(a) 稳定化晶体振荡器

在要求稳定度特别高的情况下，需要对晶体振荡器做特殊的

考虑。对于晶体振子，必须选择适合于所需频率的振动模态，采用温度系数小的切割法。

AT 板（R_1- 切割）最广泛地用作温度系数小的晶体振子，图 1.31 的 θ 值为 54°47′时，在 0℃ ~ 60℃ 范围内，频率变化率[1]可达 10^{-7} 左右。GT 板在 90℃ 高温时也显示出同样的变化率。

可是在 AT 板上，仅仅因为 θ 值从 54°47′偏移了 ±5′，在 0℃ ~ 60℃ 范围内以 30℃ 为中心的频率变化率，就会降低到 $\pm 2 \times 10^{-5}$。因此仅靠晶体的切割方法来达到所要求的稳定度成本很高，故多采用将晶体振子保存在恒温槽中的振荡器。恒温槽多采用长 5cm 的方块及直径 10cm、高 20cm 左右的简单结构，这样可保证 $10^{-5} \sim 10^{-6}$ 的稳定度。为了达到更高的稳定度，需要二层、三层恒温槽。用作标准电波的振荡电路也都保存在恒温室中。

晶体管的温度特性比电子管温度特性差，但由于其外形小巧，所以经常将整个振荡电路放在恒温槽中。图 1.45 是屈曲模态、频率为 31.5kHz 的振荡器的例子，它可保证对电源电压 10% 的变化有 1×10^{-7} 的稳定度，对周围温度（-15℃ ~ +45℃）有 1×10^{-6} 的稳定度[2], [1.12]。

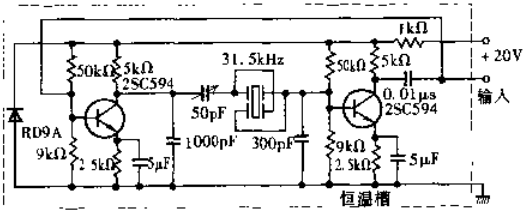


图 1.45 屈曲振动晶体振荡器

1) 也可称为频率精确度。

2) 该晶体振荡器不属于 1.3 节中讲述的任何一种晶体振荡器，原理上它是一个晶体管 2 级正反馈振荡器，在电路中配置晶体作为频率选择性元件。显然它以晶体的串联共振频率 f_0 振荡。

晶体振子和小容量可变电容用作微调振荡频率，它在所有的晶体振荡器上都被用于微调频率，但其调整范围随稳定度的要求而有所不同，在图 1.45 的例子中，能保证 1×10^{-6} 稳定度的微调范围为 $\pm 2 \times 10^{-5}$（±0.6Hz）。

目前在晶体振荡电路设计上存在的一个重要问题就是振子的激励功率。如果用不必要的大功率去激励晶体振子，则会导致机械破坏。即便不破坏，振子本身消耗的功率引起温度上升，稳定度也变差。另外正如钟摆以所需的最小振幅振动时，时间最准确一样，晶体振荡电路以所需的最小功率去激励晶体，其稳定度最好。

普通晶体振子的允许激励功率为，用电流来规定，100kHz 的晶体振子只需几 mA，允许激励电流与振子频率成反比地减小。另外，由于在屈曲模态的振子中作用着很大的应力，其允许激励电流要小于几十 μA。因此，在屈曲模态下，使用串联共振点 f_0 的图 1.45 的形式比哈特利型及科耳皮兹型都要好。

(b) 自激振荡器的稳定化

由于便用目的不同，有时不能使用晶体振荡器，但又要求达到与晶体振荡器同样的稳定度。例如 FM 广播的中心频率。这时，采用自动频率控制 (AFC)、自动相位控制 (APC) 等作为与晶体振荡器相比拟的方法。

1.5.4 为什么需要缓冲器

除了激小功率的场合，从振荡器取输出时，几乎都不能直接取出。例如图 1.46 是哈特利型晶体振荡器，当负载是微小功率时，可使匝数很少的线圈与槽路弱耦合[1]得到输出。若想取出较大的功率，如果增加线圈匝数，便之强耦合[2]，则会降低槽路的 Q 值，影响振荡条件，导致振幅变小或振荡停止。当波形不要求为正弦波时，也往往从发射极取输出。这时负载必须是远远大于 R_e 的电阻。不论何种情况，加有负载的状态都要调整到最佳振荡状态。因此要求负载恒定不变，不允许在工作时脱去负载成负载变化很大。

当负载变化或需要大功率时，必须配置缓冲放大器 (buffer amplifier，以下简称缓冲器)，使负载不影响振荡器。图 1.47 是通过射极跟随器从基极调谐振荡器中取输出的一种简便方法。由于

1) 线圈距离很远或匝数小于槽路线圈 1/10 匝数的线圈。

2) 使线圈充分接近。

射极跟随器输入阻抗非常大,所以在几乎不降低槽路 Q 值的情况下就能耦合。而且槽路的电压波形是正弦波、振幅很大,所以易取出大正弦波电压作为输出。而在用长线引出输出或负载是电容性

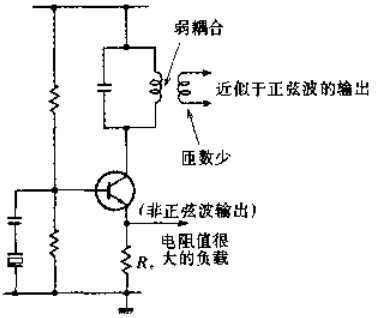
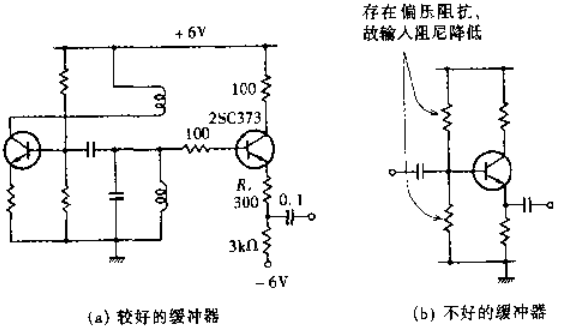


图 1.46 从振荡器取输出的方法(微小功率时)

时,在无故障范围内可以将 R_e 取得较大。而且最好使做为缓冲器的射极跟随器如图 1.47(a) 所示直接耦合, 并用负电源连接射极。图 1.47(b)是一个不好的例子,因为偏压电路的阻抗不大,降低了槽路的 Q 值。

由于负载跟射极并联连接, 所以射极跟随器不能连接小负载阻抗。即难以得到大功率。射极跟随器可以看作是电压缓冲器(在不降低槽路 Q 值的前提下,取出电压)。如果需要大功率,必须再设置功率放大器。

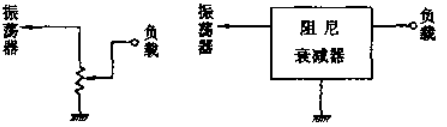


(a) 较好的缓冲器 (b) 不好的缓冲器

图 1.47 电压缓冲器

1.5.5 为什么需要阻尼衰减器

若要使振荡器取出的输出电平可变，显然应该使用分压电路(可变电阻)。由于这直接关系到负载变化，所以应尽量如图 1.48 所示，通过即使调整电平也不改变输入输出阻尼的阻尼衰减器(attenuator)来进行。



(a) 不好的振幅控制　　(b) 理想的振幅控制

图 1.48 输出振幅控制

即使不调整电平，若将负载直接连接在振荡器上，那么当经由滤波器连接负载及负载中包含有源电路[1]时，往往会诱发异常振荡及寄生振荡。即使设置了缓冲器，也会打乱缓冲器的工作状态，阻碍振荡器的稳定工作。因此必须经过阻尼衰减器。

另外，如果采用具有某些衰减量的阻尼衰减器，那么从负载一侧看振荡器时，可以认为振荡器的内部阻抗是不变的，所以很容易进行电路设计及动作分析。总之，从负载的角度看，阻尼衰减器也可认为是振荡器的缓冲器。

当把多台振荡器的输出混合提供给负载时，必须经过阻尼衰减器。如果直接连接，一个振荡器被引入另一个振荡器，从而导致频率变化[2]或相互干涉，致使二个振荡器的频率发生随机变化。

将用于防止相互干涉或充当负载缓冲器的固定阻尼衰减器称为缓冲器(pad)，通常取其最小阻值为 5dB。从其它角度来看，振荡器和负载间的阻尼衰减器原则上并不希望取 0dB，而是取最小限值 5dB 左右。

信号发生器(简称 SG)通常内置约 5dB 的缓冲器，即使外部不接阻尼衰减器，负载和振荡器也不会直接连接。

1) 例如：连接振荡器作为放大器的输入信号源。

2) 称为引入现象(zichen)。

1.5.6 自动功率控制

图 1.49 是自动功率控制 (automatic power control; 简称 APC[1])的系统图。

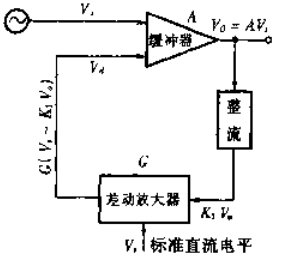


图 1.49 自动功率控制(APC)

图中符号定义如下:

V_i:缓冲器的输入电压(振荡器的输出电压)

A:缓冲器的增益

V_o:缓冲器的输出电压 $= AV_i$

K_1V_o:整流直流输出(K_1:比例常数)

G:差动放大器的增益

V_s:标准直流电平(比较电压)

V_d:差动信号$(V_s - K_1V_o)G$

在标准状态下调整为

$$V_s - K_1V_o = 0 \tag{1.66}$$

如果振荡器的输出电平 V_i 变为

$V_i + \Delta V_i$,差动信号增大了 ΔV_d,则 ΔV_d 为

$$\Delta V_d = G\{V_s - K_1(V_o + \Delta V_o)\} \tag{1.67}$$

将式(1.66)代入上式得

$$\Delta V_d = -K_1G\Delta V_o \tag{1.68}$$

若 ΔV_d 导致缓冲器的增益 A 变为

$A(1 + K_2\Delta V_d)$ (K_2:带电压倒数量纲的常数)

则有

1) 注意自动相位控制也使用 APC 简写。

$$(V_o + \Delta V_o) = A(1 + K_2 \Delta V_d)(V_i + \Delta V_i)$$
$$= AV_i + AV_iK_2\Delta V_d + A\Delta V_i + AK_2\Delta V_d\Delta V_i$$

将 $V_o = AV_i$ 代入左式，右式第 4 项可认为无穷小忽略不计，再将式(1.68)代入 ΔV_d 有

$$\Delta V_o = -K_1K_2GV_o\Delta V_o + A\Delta V_i$$

对 ΔV_o 求解，有

$$\Delta V_o = \frac{A\Delta V_i}{1 + K_1K_2GV_o}$$

两边同除 AV_i 有

$$\frac{\Delta V_o}{AV_i} = \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{\Delta V_i}{V_i} \cdot \frac{1}{1 + K_1K_2GV_o} \tag{1.69}$$

可见输出电压的波动率减小为输入电压波动率的 $1/(1 + K_1K_2GV_o)$ 倍。如果电路增益 $K_1K_2GV_o$ 非常大，那么可认为输出无波动。

有时也使用反馈系统，利用反馈电压 V_d 控制振荡器的偏压，这时控制系统带有振荡器和缓冲器，其工作非常稳定。标准信号发生器 (signal generator; 简称 SG) 必须要内置这种自动功率控制装置。

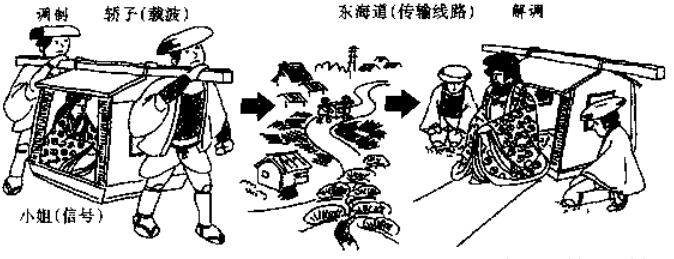
2

振幅调制的设计方法

本章学习目的与内容

本章首先介绍作为信息传输手段的调制和解调的基本概念。调制是将信息加载到具有适于传输的频率的载波上，解调是从包含信息传输的载波中将信息分离提取出来。

其次从频谱、向量、占有频带宽度角度详细讲述调幅波的生成，并探讨调幅波的生成方法。



调制就是让小姐坐在轿子里　　解调就是请小姐从轿子上下来

2.1 什么是调制、解调

我们日常生活中最常用的电话就是电气地传达信息的方法。电话是将人的声音变换成电流的波动（称为*声音信号*或简称信号），通过电线传输信号进而实现信息的传送。我们称传送信息为*传输*，称传送信息的媒体（本例中为电线）为*传输线路*。电话是用电线传送信号，故称为*有线通信*。

同样是声音，广播又是怎样处理的呢？如果也像电话一样用有线将信号传送到各家各户，那一定得铺设大量电线。如果采用某种方法将信号以电波的形式从天线上发射，则不需要上述的电线网。

未加工的信号（假定这样称声音信号）能否以电波形式在空中发射呢？这是毫无疑问的。以电放形式发射的振动频率最低可达 20kHz，实用中都采用几百 kHz 以上。最近从厘米波[1]到光纤都已用于实际通信。

未加工的声音信号不是电波，要使之以电放形式发射，需将它加载到具有合适频率的振动（称为*载波*）上，信号才能以电波形式在空中发射。在空中发射电波称为*发送*，将信号加到载波上的手段称为*调制*，接受调制的载波称为*调制波*。使用电波的通信，其信息的传输媒体是宇宙空间，而不使用电线，故称为*无线通信*。

载波通常采用频率不变、振幅不变的正弦放。现在假定载波 $v_c(t)$ 为

$$v_c(t) = A\cos(\omega t + \phi)$$

其中 A：载波的振幅（最大值）　ω：载放的角频率（$\omega = 2\pi f$）

f：载波的频率　　ϕ：载波的相位

1) 电气振动在一个周期内前进的距离称为波长，其值为用频率去除电波每秒的前进速度。例如：500kHz 的电波波长为 $3\times10^8/5\times10^5 = 6\times10^2$(600m)。将使用厘米单位表示波长更为方便的领域的电波称为厘米波。

将信号加载到载波上的手段即调制有三种类型。第一种是使载波的振幅 A 与信号振幅成比例地变化的方法，称为调幅(amplitude modulation; 简称 AM)。第二种是使载波的频率 f 与信号振幅成比例地变化的方法，称为调频 (frequency modulation; 简称 FM)。第三种是使载波的相位 ϕ 与信号振幅成比例地变化的方法，称为调相(phase modulation; 简称 PM)。

在无线通信中，即使接收到空间传输的电波，也不能原封不动地作为声音收听。与发送相反，称接收电波为接收。将原信号从接收到的调制波中抽取出来称为解调(demodulation)。

可见在无线通信领域，调制作为信息传送手段是不可缺少的。是否在有线通信领域就不需要调制呢?的确，用有线传送信号的市内电话无需调制。但是设想一下东京的 A 与大阪的 B 通话的情况。即使将 A 的声音信号直接传送到大阪，由于信号在传送线路上受到损失，B 也听不见声音。因此必须在中途将 A 的声音信号放大后再传输，称之为中继。同理 B 的声音也要经中继后从大阪传送到东京。如果用电线通过多个中继器仅仅连接 A、B 两人的通话，那么这是非常不经济的通信。因此，一般将几千个人的信号一起加载到一条传输线路上，在目的地将它分离，还原出每个人的声音信号。这种通信方式称为多路通信，有时也称为载波电话。

在多路通信中必须进行前处理，以便将多个信号一起加载到传输线路上。这种前处理要进行多次调制，称为多路化。为进行多路化而用于调制的载波[1]统称为副载波(sub-carrier)。在接收方也必须采用与多路化相反的操作进行多次解调。

由此可见在有线通信领域，调制解调是非常重要、密不可分的技术。

1) 不包括为加载到传输线路上进行调制，其为最后一次调制。

2.2　根据调制方式对调制波分类

根据调制方式和加载信号性质的不同，调制波可分为若干种。主要如表 2.1 所示。

表 2.1　根据调制方式和信号性质对调制波分类

调幅波的称法			调频或调相波的称法		
分类	信号	参　考	分类	信号	参　考
A1A	电信	手动、自动莫尔斯、印刷、电信	F1B	数据	频移通信
A2A	电信	同上(音频中断)	G1B	数据	PSK
A3E	声音	普通的调幅、通信、发送	F2A	数据	使副载波频移
J3E	声音	SSB 电话	F3E	声音	通信、调频发送
A3C	图像	传真	F3C	图像	传真
R3C	电影	VSB 电视图像			

调幅波：
- A1A：根据电信符号不同，接通或切断载波。
- A2A：根据电信符号不同，接通或切断声音频率后调制载波。
- A3E：普通的广播发送即为其例。本章将详细讨论。
- J3E：主要用于载波电话，本章将详细讨论。
- R3C：用于电视图像发送的电波。

调频或调相波：
- F1B：根据数据为 1、0 切换频率(FS)，将在 4、5 章讨论。
- G1B：根据数据调 0、π 相，在 4、5 章讨论。
- F2A：经过一次 FS 后，以此为信号再调频。
- F3E：普通的调频发送即为其例。在 4、5 章详细讨论。

现在的电视发送的图像为 R3C，声音为 F3E，故称为 **R3C-F3E** 波。

2.3　调幅波的生成

2.3.1　调幅波的频谱

如前所述，将图 2.1(a) 所示的频率不变、振幅不变的载波(carrier) $v_c(t)$ 表示为

$$v_c(t) = A\cos(\omega t + \phi_0) \tag{2.1}$$

其中：A：载波振幅　　ω：载波角频率（$\omega = 2\pi f$）

f：载波频率　　ϕ_0：载波初相位

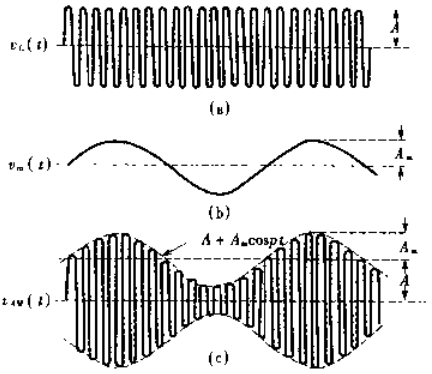


图 2.1 调幅波的波形

调幅（amplitude modulation；简称 AM）是使载波的振幅 A 与调制信号（简称信号）的振幅成比例地变化。下面为简明起见，将信号 $v_m(t)$ 用单一角频率的余弦波表示，如图 2.1(b)所示。

$$v_m(t) = A_m\cos pt \tag{2.2}$$

其中 A_m：调制信号的振幅　　p：信号角频率（$p = 2\pi f_m$）

f_m：信号频率

用调制信号 $v_m(t)$ 调制该载波后得到调幅波（modulated wave）[1] $v_{AM}(t)$，其瞬时振幅的包络线（envelope）为

$$A + A_m\cos pt$$

波形如图 2.1(c)所示。用数学表达式表示为 [2]

$$v_{AM}(t) = A(1 + k\cos pt)\cos(\omega t + \phi_0) \tag{2.3}$$

其中 k 是由载波振幅 A 和信号振幅 A_m 所决定的一个比例常数

$$k = \frac{A_m}{A}$$

1）表示被调幅的载波。

2）ϕ_0 为常数，为简单起见取 $\phi_0 = 0$ 也不失一般性。

称为调制度(modulation factor)。正常调制使用 $0 < k \leqslant 1$ 的范围。展开式(2.3)得

$$v_{AM}(t) = A\cos(\omega t + \phi_0) + kA\cos pt\cos(\omega t + \phi_0) \qquad (2.4)$$

式(2.4)中第1项为原来的载波，第2项与载波和信号的乘积成比例。

即如图2.2所示，调幅可认为是先求信号和载波的乘积，然后再将它加到载波上的一种操作。

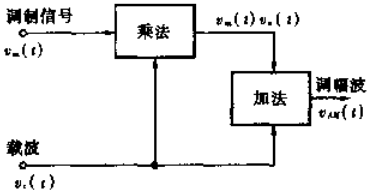


图2.2　调幅波的生成

将式(2.4)进一步展开有

$$v_{AM}(t) = A\cos(\omega t + \phi_0) + \frac{1}{2}kA\cos[(\omega + p)t + \phi_0]$$
$$+ \frac{1}{2}kA\cos[(\omega - p)t + \phi_0] \qquad (2.5)$$

式(2.5)右端各项分别定义如下

第1项：载波

第2项：上边带波(upper side-band wave)[1)]

第3项：下边带波(lower side-band wave)

其频谱[2)]如图2.3所示。

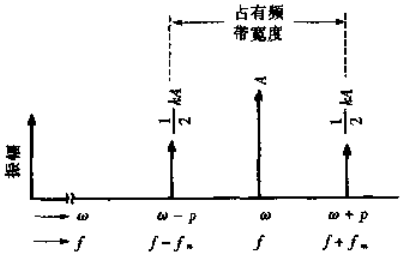


图2.3　用单一正弦波调制的调幅波的频谱图

1)　边带波也称为侧波带。在日本两个都用。本书使用边带波。

2)　不论怎样复杂的波形都可分解成多个正弦波的和的形式。式(2.5)是其最简单的例子。将波形分解成正弦波的和的形式，并将它的强度(振幅)表示在频率轴上。该图形称为频谱(frequency spectrum)，和光谱图意思相同。详见拙著2.1节。

2.3.2 调幅波的向量表示

用向量表示式(2.5)如图 2.4 所示。式(2.5)的右端第 1 项即载波可用振幅为 A、角速度为 ω 的向量表示。第 2 项即上边带波的振幅为 $kA/2$，频率比 ω 快 p，故在以角速度 ω 回转的载波向量顶端，再增加一个以角速度 p 沿逆时针方向旋转的向量。第 3 项即下边带波的振幅不变，比 ω 慢 p，故再增加一个以角速度 p 沿顺时针方向旋转的向量[1]。

最大振幅发生在两边带波重合加到载波上时，其值为 $(1+k)A$，而最小振幅发生在两边带波重合从载波中减掉时，其值为 $(1-k)A$。

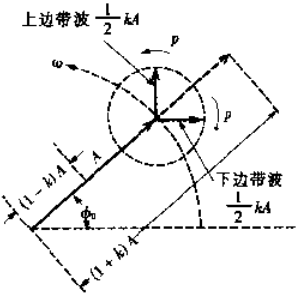


图 2.4 用单一正弦波调制的调幅波的向量表示
[该图是取式(2.5)中，$\omega t = 2n\pi$（n: 正整数)]

2.3.3 调幅波的占有频带宽度

我们已经知道以单一频率信号调制的调幅波的频谱分布如图 2.3 所示。设上边带频率为 f_2，下边带频率为 f_1，则有

$$B = f_2 - f_1 = \frac{1}{2\pi}\{(\omega + p) - (\omega - p)\} = \frac{p}{\pi} \tag{2.6}$$

将 $p = 2\pi f_m$ 代入得

$$B = 2f_m \tag{2.7}$$

B 称为式(2.3)所定义的调幅波的占有频带宽度。

即调幅波在未经调制[2]时，没有图 2.3 中的两边带波，在频率

1) 将振幅相同、角速度相同、方向相反旋转的向量称为共轭向量。

2) 指式(2.3)中 $k=0$ 的情况。

轴上只有 f 一点。但若经过调制[1]，则在两侧产生边带波，如式(2.7)所示，它在频率轴上占有 $2f_m$ 的宽度范围。若在一条传输线路上，同一频率范围内还存在其它调制波时，则会引起干扰，故不允许出现这种情况。占有的意思就在于此。

练习题 1　当调制信号不是单一正弦波，而是具有频带宽度时，如何表示调幅波？

解：　设调制信号 $v_m(t)$ 由多个正弦波的和组成，并用下式表示[2]

$$v_m(t) = \sum_{n=1}^{n} A_n \cos(npt + \phi_n) \tag{2.8}$$

与式(2.5)同理，调幅波 $v_{AM}(t)$ 可表示为

$$v_{AM}(t) = A\left\{1 + \sum_{n=1}^{n} k_n \cos(npt + \phi_n)\right\}\cos(\omega t - \phi_0) \tag{2.9}$$

展开上式得[3]

$$v_{AM}(t) = A\cos(\omega t + \phi_0) + \frac{1}{2}A\sum_{n=1}^{n} k_n \cos\left|(\omega + np)t + \phi_0 + \phi_n\right|$$

$$+ \frac{1}{2}A\sum_{n=1}^{n} k_n \cos\left|(\omega - np)t + \phi_0 - \phi_n\right| \tag{2.10}$$

式(2.10)具有 ω, $\omega \pm p$, $\omega \pm 2p$, $\omega \pm 3p$, …, $\omega \pm np$ 的频谱，其频谱图如图 2.5 所示。

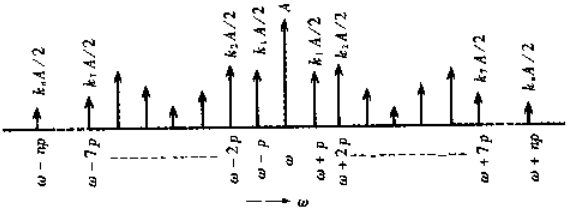


图 2.5　用多个正弦波之和构成信号调制的调幅波的频谱图

1)　指式(2.3)中 $k > 0$ 的情况。

2)　式(2.8)表示 $v_m(t) = A_1\cos(pt + \phi_1) + A_2\cos(2pt + \phi_2) + \cdots + A_n\cos(npt + \phi_n)$。

3)　ϕ_0、ϕ_n 是常数，为简单起见可认为 $\phi_0 = \phi_n = 0$。

练习题 2 求式(2.9)所示的调幅波的占有频带宽度

解: 将式(2.9)展开成式(2.10),如图 2.5 可见,边带波的最大角频率为 $\omega + np$,最小角频率为 $\omega - np$。

故占有频带宽度 B 为

$$B = \frac{1}{2\pi}[(\omega + np) - (\omega - np)] = \frac{np}{\pi}$$

np 是传输信号的最高频率成分,用 $2\pi f_{max}$ 表示,有

$$B = 2f_{max} \quad (np = 2\pi f_{max}) \tag{2.11}$$

练习题 3 用电话的音频信号调制 12kHz 载波的振幅,求占有频带宽度。

解: 根据国际电信电话咨询委员会的建议,电话的频带宽度规定为 300 ~ 3400Hz。声音不能用多个频谱群表示,故采用图 2.6(1)所示的形式表示。

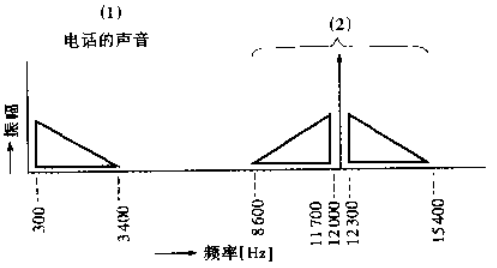


图 2.6 用电话的声音调制 12kHz 载波振幅时的频谱图

若用该信号调制 12kHz 载波的振幅,则调制波的频谱可用图 2.6(2)的形式表示。下边带波的最低频率为 8600Hz,上边带波的最高频率为 15400Hz。故

$$B = 15400 - 8600 = 6800\text{Hz}$$

显然调制信号的最高频率 f_{max} 为 3400Hz。根据式(2.11)也可得到

$$B = 2 \times 3400 = 6800\text{Hz}$$

2.3.4　调幅波的功率

正弦波的交流功率与电压的均方值成比例，故需求解式(2.5)的均方。

$$\overline{[v_{AM}(t)]^2} = \overline{\left[A\cos(\omega t+\phi_0)+\frac{1}{2}kA\cos\{(\omega+p)t+\phi_0\}\right.}$$
$$\left.+\ \overline{\frac{1}{2}kA\cos\{(\omega-p)t+\phi_0\}}\right]^2$$

右式各项可用如图2.3所示的独立频谱表示，它们是频率不同的正弦波，故可对每项取均方[1]。于是写为

$$\overline{[v_{AM}(t)]^2} = \overline{A^2\cos^2(\omega t+\phi_0)}$$
$$+\left(\frac{1}{2}kA\right)^2\overline{\cos^2\{(\omega+p)t+\phi_0\}}$$
$$+\left(\frac{1}{2}kA\right)^2\overline{\cos^2\{(\omega-p)t+\phi_0\}} \qquad (2.12)$$

再将式(2.12)整理为

$$\overline{[v_{AM}(t)]^2} = \frac{1}{2}\left[A^2\overline{[1+\cos2(\omega t+\phi_0)]}\right.$$
$$+\left(\frac{1}{2}kA\right)^2\overline{[1+\cos2\{(\omega+p)t+\phi_0\}]}$$
$$\left.+\left(\frac{1}{2}kA\right)^2\overline{[1+\cos2\{(\omega-p)t+\phi_0\}]}\right] \qquad (2.13)$$

显然右式各正弦波的均值为0，所以有

$$\overline{[v_{AM}(t)]^2} = \underbrace{\frac{1}{2}A^2}_{\text{与载波功率成比例}} + \underbrace{2\left(\frac{1}{2}kA\right)^2}_{\text{与两边带功率成比例}} = \frac{1}{2}A^2\left(1+\frac{k^2}{2}\right) \qquad (2.14)$$

对比式(2.14)与式(2.5)可知，A^2是载波振幅的平方，与载波功率成比例。$(kA/2)^2$是边带波振幅的平方，与边带波功率成比例。其2倍表示两边带波的功率。

1) 一般$\overline{(A+B+C)^2}\neq\overline{A^2}+\overline{B^2}+\overline{C^2}$，但$A$、$B$、$C$都为正弦波且频率不同时等式成立。数学上称为正交。这里为便于理解采用了这种方法。

若取载波功率 A^2 为 1,则有两个功率为 $k^2/4$ 的边带波。换言之有下式成立

$$\text{载波功率:两边带波功率} = 1 : k^2/2 \tag{2.15}$$

练习题 4 用单一频率的正弦波 100% 调制的调幅波的总功率、载波功率、两边带波的功率之比为多大?

解: 该问题相当于式(2.15)中 $k=1$ 的情况,故有[1)]

总功率:载波功率:两边带波功率 = 3:2:1

2.4 调幅电路

产生调制波的电路称为调制器(modulator)。本节就调幅的调制器进行讨论。

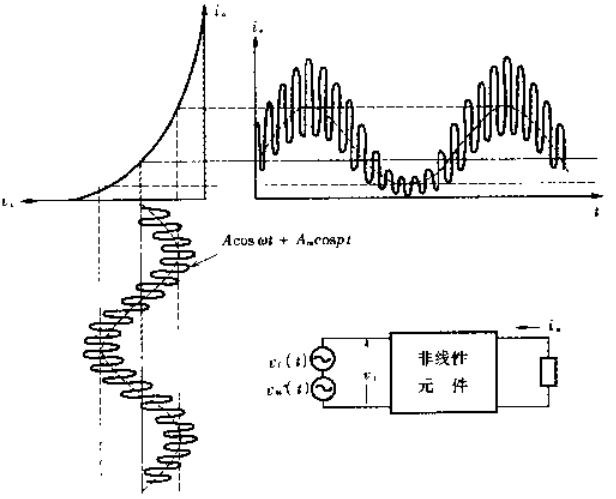


图 2.7 非线性调制法

1) 请看一下本章开头的漫画。不计轿子的重量,2 个挑夫抬 1 个人,地球上加载了 3 个人的重量。很有趣吧!

2.4.1　非线性调幅电路

首先选取如图 2.7 所示输入电压 v_i 与输出电流 i_o 的关系是非线性的、并可展开成下式的元件。

$$i_o = I_o + a_1 v_i + a_2 v_i^2 + a_3 v_i^3 + \cdots \tag{2.16}$$

其中 I_o:输出电流的直流成分

$a_1, a_2, \cdots$: 非线性元件的特性所决定的比例系数

取其输入 v_i 为载波 $v_c(t)$和调制信号 $v_m(t)$的和

$$v_i(t) = v_c(t) + v_m(t) \tag{2.17}$$

假设 $v_c(t)$、$v_m(t)$同为正弦波,且

$$v_i(t) = A\cos\omega t + A_m\cos pt \tag{2.18}$$

则

$$\begin{aligned} i_o(t) = {} & I_o + a_1(\underset{①}{A\cos\omega t} + \underset{②}{A_m\cos pt}) \\ & + a_2(\underset{③}{A^2\cos^2\omega t} + \underset{④}{A_m{}^2\cos^2 pt} + \underset{⑤}{2AA_m\cos\omega t\ \cos pt}) \\ & + a_3(\cdots) \end{aligned} \tag{2.19}$$

其中①为载波,②为信号,③、④、⑤可分别改写为

③　$a_2\dfrac{A^2}{2}(1+\cos 2\omega t)$　(直流和载波的第 2 高次谐波)

④　$a_2\dfrac{A_m{}^2}{2}(1+\cos 2pt)$　(直流和信号的第 2 高次谐波)

⑤　$a_2AA_m\{\cos(\omega+p)t+\cos(\omega-p)t\}$　(两边带波)

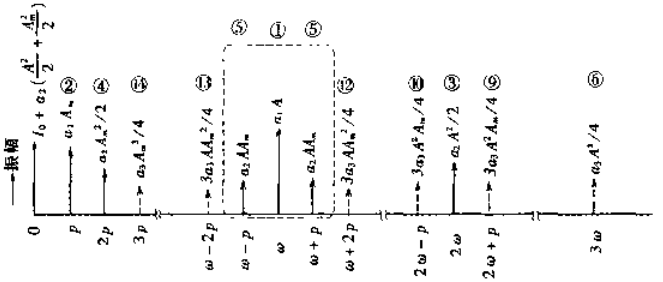
其频谱图如图 2.8 的实线群所示。

在式(2.19)中,①为载波,⑤为信号与载波的乘积项。由此可见,若从输出电流中取出图 2.8 所示的用虚线包围的频谱,则可达到调幅的目的。

该调制法是从与输入平方成比例的项中,求出与信号和载波乘积成比例的项⑤,从而达到调制的目的,称作*平方调制* (square modulation)。又因为采用非线性元件,也称*非线性调制* (nonliner

1)　关于 3 次项,参见练习题 5。

modulation)。有时也冠以发明者的名字称冯德比尔(Van der Bijle)调制电路。



(实线是考虑到2次方项的频谱,虚线是由3次项产生的频谱)

图 2.8 平方调制的频谱图

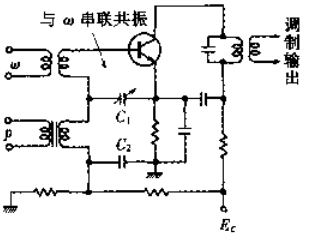


图 2.9 基极调制电路

二极管的电流较小的弯曲部分、晶体管基极电压对集电极电流特性的弯曲部分、FET 的门电压对漏极电流特性的弯曲部分、电子管的栅极电压对板极电流特性的弯曲部分都可用作非线性元件,但理论上不能用于大功率调制。

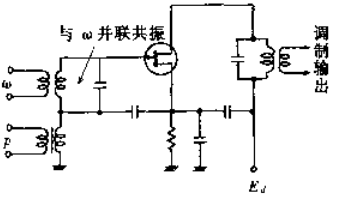


图 2.10 门调制电路

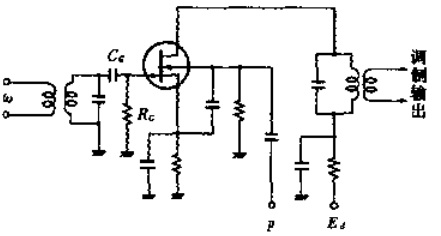


图 2.11　第 2 门调制电路

图 2.9 是基极调制电路，图 2.10 是门调制电路，图 2.11 是使用有第 2 门的 FET 的调制电路原理图，与 ω 调谐的并联调谐电路用作滤波器[1]。

练习题 5　说明非线性调幅的调制失真。

解：　计算式(2.16)中的 3 次方项有

$$\begin{aligned} a_3 v_i^3 &= a_3(A\cos\omega t + A_m\cos pt)^3 \\ &= a_3(A^3\cos^3\omega t + 3A^2A_m\cos^2\omega t\cos pt + 3AA_m^2\cos\omega t\ \cos^2 pt \\ &\quad + A_m^3\cos^3 pt) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= a_3\Big[A^3\Big\{\underset{⑥}{\frac{1}{4}\cos 3\omega t} + \underset{⑦}{\frac{3}{4}\cos\omega t}\Big\} + \frac{3}{2}A^2A_m\Big\{\underset{⑧}{\cos pt} + \underset{⑨}{\frac{1}{2}\cos(2\omega+p)t} \\ &\quad + \underset{⑩}{\frac{1}{2}\cos(2\omega-p)t}\Big\} + \frac{3}{2}AA_m^2\Big\{\underset{⑪}{\cos\omega t} + \underset{⑫}{\frac{1}{2}\cos(\omega+2p)t} \\ &\quad + \underset{⑬}{\frac{1}{2}\cos(\omega-2p)t}\Big\} + A_m^3\Big\{\underset{⑭}{\frac{1}{4}\cos 3pt} + \underset{⑮}{\frac{3}{4}\cos pt}\Big\}\Big] \end{aligned} \tag{2.20}$$

将它们用虚线添加到图 2.8 所示的频谱上。

其中⑦、⑪都与载波同频率，载波振幅加上这些项而变大。⑥是载波的 3 次谐波，⑧和⑮是信号，⑨、⑩是 2ω 的边带波，⑭是信号的 3 次谐波，

1)　各图中的细实线代表偏压电路或解耦电路，与工作原理无直接关系。解耦电路是指：将电源阻抗作为共同负载，为防止与其它电路耦合而插在电源电路上的简单滤波器。

问题在于⑫、⑬。如图 2.8 可知：⑫、⑫以信号的 2 次谐波成分 $2p$ 与 ω 的和或差的形式跟边带波并列。

若计算 4 次方项，则产生 $\omega \pm 3p$, $2\omega \pm 2p$, $3\omega \pm p$, 4ω, $4p$ 等，但这些高频项的振幅非常小，故一般只考虑到 3 次方。

在 3 次方项产生的图 2.8 的虚线频谱中，2ω 及其边带波、3ω 等距离 ω 非常远，因此可用简单的滤波器滤去。但 $\omega \pm 2p$ 项与 ω 接近，无法用滤波器过滤。这些项并不是信号中所包含的成分，解调时则成为原信号的 2 次谐波。用 2 次谐波失真定义的调制失真如下式

$$D_2 = \frac{(\omega \pm 2p)\text{的振幅}}{(\omega \pm p)\text{的振幅}} = \frac{3a_3AA_m^2/4}{a_2AA_m} = \frac{3}{4} \cdot \frac{a_3A_m}{a_2} \tag{2.21}$$

可见若信号振幅小，调制浅，则失真小。另外选择适当工作点，使 a_3 比 a_2 小及选择 3 次方项（a_3）小的元件都可减小失真。

2.4.2 线性调幅电路

(a) 基极调制电路

由练习题 5 的答案式 (2.21) 可知：载波的振幅 A 与调制失真无关。如图 2.12 所示，在输入 v_i 和输出 i_o 的特性上，工作点并不取在输入为 0，I_C 为 0 的点上，而是增大载波振幅，使载波和信号的合成波的变化范围位于 v_i-i_o 特性的直线范围。

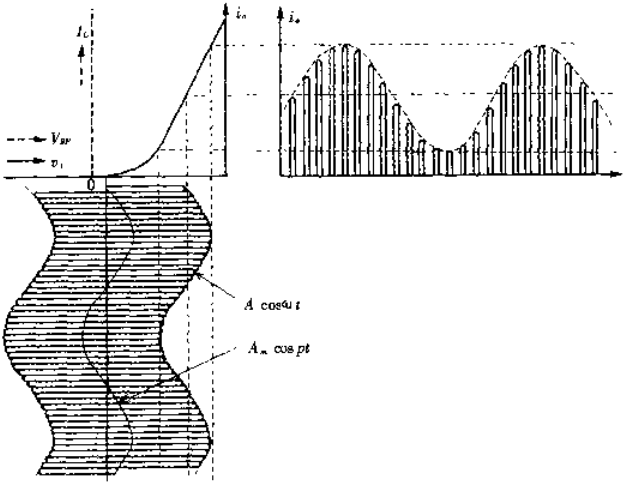


图 2.12 线性调制的动作

若产生这样的动作，则式 (2.16) 的奇次方项减小，可将调制失真减小到实用程度，因此称为线性调制(linear modulation)。

例如，在图 2.9 所示的基极调制中，选择图 2.13(d) 所示的 V_{BE}-I_C 特性上点 B 这样的深度偏压点，则可进行线性调制。而且不光是基极调制，对于输入输出特性为折线的元件，不论采用何种形式的调制都能实现线性调制。图 2.10 的门调制、图 2.11 的第 2 门调制即为一例。特别是第 2 门调制，若设置 C_C、R_C 组成的自偏压电路，以非常大振幅提供 ω，对于 ω 而言则成为最佳偏压状态。从而得到容易调整的、在高频范围内也可使用的实用价值很高的电路形式。

(b)　二极管调制

由于二极管的输入输出特性与图 2.12 类似，所以设偏压为 0，给予振幅非常大的载波，则可进行线性调制。称之为二极管调制 (diode modulation)，由于它可进行简单、高效的调制，所以得到广泛应用。

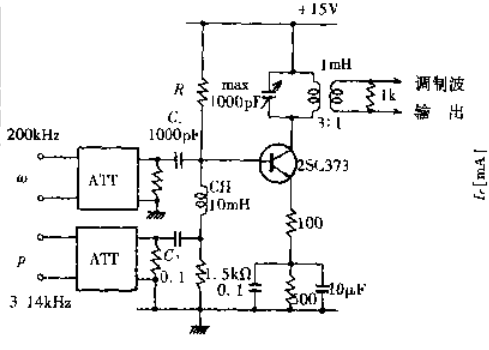
图 2.14 是二极管调制器的实例。根据图 2.13，要求输入电路的 ω、p 都要通过阻尼衰减器。

练习题 6　举出基极调制电路的实例。

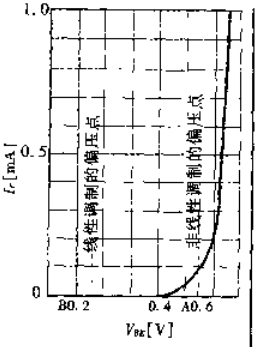
解：　图 2.9 是原理图，取 C_1 的阻抗相对载波 ω 非常小、相对于信号 p 无穷大。C_2 的阻抗相对于 p 为 0，并调整 C_1 值至输入电路与 ω 串联共振。

图 2.13 是基极调制的实用电路，C_1、C_2 同图 2.9。选择 CH 使之相对于 ω 而言为非常大阻抗、相对于 p 而言为 0 阻抗。而且关键在于设置阻尼衰减器，以使载波 ω 和信号 p 的供给源互不干涉，及调整这些电平时不改变供给电源的负载效果。

通过前面的讨论显然可见基极调制器既可用于线性调制又可用于非线性调制，改变工作点可确认之。图 2.13(b)产生平方调制的动作，在集电极电流很小的点即图 2.13(d) 的 A 点，相当于放大器 B 级及 AB 级的点上确定偏压，ω、p 均是微小振幅。图 2.13(c)产生线性调制的动作，将工作点确定在集电极电流不流通的点即图 2.13(d) 的 B 点，相当于放大器的 C 级。ω 振幅非常大，p 以微小振幅工作。

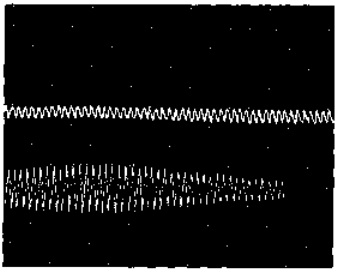


(a) 连接



(d) V_{BE}-I_C 特性

(若在线性调制中增加载波，则需自动偏压，工作点向比该图更深的方向移动)



工作点(输入为0)，$V_{BE}=0.55$V，$I_C=80\mu$A

上：输入合成波

载波(ω) 200kHz，pp240mV

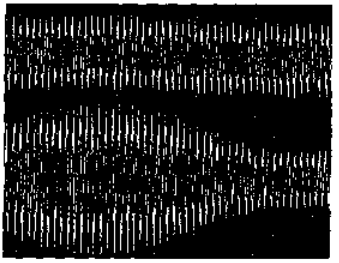
信号波(p) 3.125kHz，pp90mV

(若用直尺量一下可知该图为信号重合的情况)

下：调制波输出 pp1.1V(振幅最大点)

$k=0.43$(43% 调制)

(b)动作波形(非线性调制：$R=35$kΩ)



工作点(输入为0)，$V_{BE}=0.07$V，$I_C=0$

上：输入合成波

载波(ω) 200kHz，pp1.8V

信号波(p) 3.125kHz，pp180mV

下：调制波输出 pp3.5V(振幅最大点)

$k=0.45$(45% 调制)

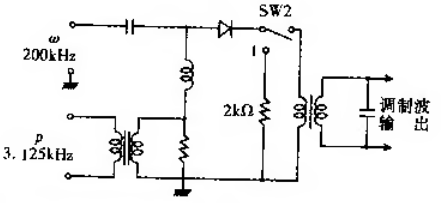
(c)动作波形(线性调制：$R=130$kΩ)

图 2.13 基极调制器的实例

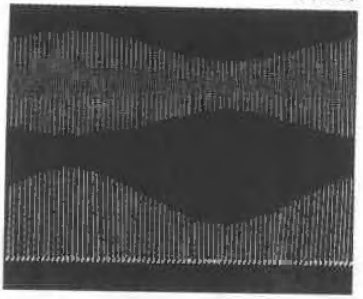
(c) 栅极调制

在晶体管功率不够大时，例如小功率的发射局等，经常采用使用5极电子管的栅极调制。这时，信号提供给第2栅极或第3栅极。

动作原理和连接与图2.11的第2门调制完全相同。总之，可以认为第1门为电子管的第1栅极、第2门为第2栅极或第3栅极。



(a) 连接



SW-2, 调制输出电压的波形
pp6.25V(最大振幅点)
调制度 $k=0.35$(35% 调制)

SW-1, 二极管电流波形
200kHz, 0.75mA(最大振幅点)

(b) 动作波形

图 2.14　二极管调制电路

(d)　板极调制

在输出很大的发射局等，采用易得到比栅极调制更大输出的板极调制。

图 2.15 是板极调制的原理说明图，由栅极提供载波，通过将调制信号加到直流 E_B 上来供给板极电压。由于调制信号供给源需要功率，这在后面的说明中会理解，因此称之为调制放大器，V 称为被调制管。另外选择图 2.15 中 C_1 时，应使之对载波 ω 而言短路、对调制信号 p 而言具有高电抗。

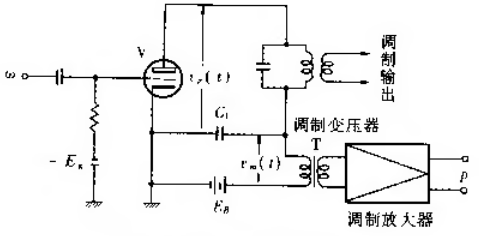


图 2.15　板极调制的连接

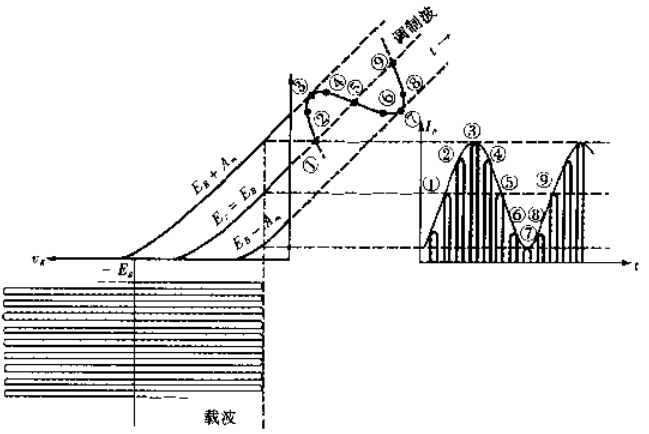


图 2.16 板极调制的动作

图 2.16 是板极调制动作原理的说明图，给 V 提供深度偏压 $-E_g$，并提供非常大的载波。若调制信号 $v_m(t)$为单一正弦波

$$v_m(t)=A_m\cos pt$$

则板极电压 E_p 在以 E_B 为中心 $\pm A_m$ 的范围内变动。若偏压固定，改变板极电压，则板极电流 I_p 对应着图中序号进行变化，可以实现调制。

由于偏压固定时 3 极电子管的 E_p-I_p 特性在 E_p 的某个范围内具有线性，所以可作为大功率线性调制器，产生良好的动作。但是 5 极电子管若固定第 1 栅极、第 2 栅极的电压，则 E_p-I_p 特性几乎是平直的，I_p 不变化，故不能进行板极调制。

练习题 7 在板极调制时，求调制输出中被调制管的功率和调制放大器的功率。

解 在图 2.15 中，设调制信号 $v_m(t)$是角频率为 p 的单一正弦波

$$v_m(t)=A_m\cos pt$$

则板极电压 $v_p(t)$可表示为

$$v_p(t)=E_B(1+k\cos pt)$$

调整调制放大器的输出，使 k 在

$$k=\frac{A_m}{E_B}\leqslant 1 \tag{2.22}$$

的范围。直流供给功率 P_0 为

$$P_0=E_B I_{b0} \tag{2.23}$$

其中 I_{b0} 是板极平均电流。

调制放大器提供的功率 P_m 为

$$P_m=\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}A_m\cos pt\cdot I_{b0}(1+k\cos pt)\,d(pt) \tag{2.24}$$

其积分结果为[1]

$$P_m=\frac{1}{2}kA_m I_{b0}=\frac{1}{2}k^2E_B I_{b0} \tag{2.25}$$

将式(2.23)代入得

$$P_m=\frac{1}{2}k^2P_0 \tag{2.26}$$

调制波的总功率 P 为

$$P=\eta(P_0+P_m)=\eta P_0\left(1+\frac{k^2}{2}\right) \tag{2.27}$$

其中 η：被调制管的效率。在调制波的总功率中，被调制管和调制放大器的功率分担比为

$$\text{被调制管的分担功率：调制放大器的分担功率}=1:k^2/2 \tag{2.28}$$

将该结果与式(2.15)对比，可见被调制管只分担载波的功率，调制放大器分担两边带波的功率，两者可明确区分开来。根据以上的原因，由于被调制管总是以最高效率工作，所以板极调制广泛用于大功率传输机。

练习题 8　在图 2.15 中，假设用作被调制管的 3 极电子管工作在 B 级，并满足功率最大的匹配条件。

提供 1kV 作为板极电压（直流电压），当以单一正弦波进行 100% 调制时，平均板极电流为 1A。

若不计输电线损失，天线完全匹配，那么从天线发射出去的功率有多

1）　根据式(2.22)的定义，$A_m=kE_B$。

大?[1]

解: 直流供给功率 P_0 为

$$P_0 = E_B I_{p0} = 10^3 \times 1 = 10^3 \text{W}$$

因为 100% 调制,所以 $k = 1$,调制波的总功率 P 为

$$P = \eta P_0 \left(1 + \frac{1}{2}\right) = 1.5\eta P_0 \tag{2.29}$$

具有理想折线特性的 B 级功率放大器的效率为 78%[2],因此

$$P = 1.5 \times 0.78 \times 10^3 = 1.17 \times 10^3 = 1.17\text{kW}$$

练习题9 在上一问中,若调制放大器是 B 级推挽式,并满足功率最大的匹配条件,那么调制放大器消耗多少直流功率?

解: 在调制波输出中,调制放大器必须分担的功率 P_m 是式 (2.26) 中 $k = 1$ 的情况。在前面求得 P_0 为 10^3W,所以

$$P_m = \frac{1}{2}k^2 P_0 = \frac{1}{2} \times 10^3 = 500\text{W}$$

若设 η'为调制放大器的效率,则 η'也为 78%,所以调制放大器的直流消耗功率 P_{m0} 为

$$P_{m0} = \frac{P_m}{\eta'} = \frac{500}{0.78} \approx 641\text{W}$$

(e) 集电极调制

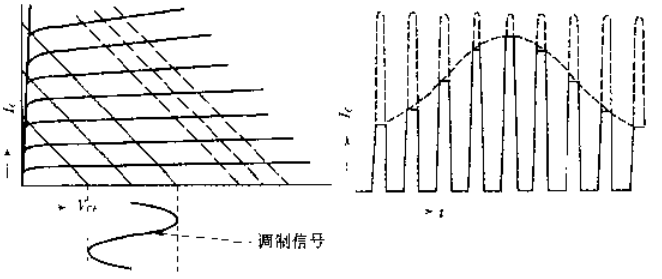
由于晶体管的 V_{CE}-I_C 特性与 5 极电子管的特性相似,即使简单地想与板极调制相对应而进行**集电**极调制,在负载线交错如图 2.17(a)的虚线所示的状态下并不能**调制**。

但是,若像实线那样,选择负载线在 V_{CE}-I_C 的饱和区内交错,那么,如图 2.17(b)所示,集电极电流与调制信号的振幅成比例

1) 发射局的公称功率指载波功率,该问的发射功率有不同定义,请注意。

2) 参见第 2 分册《放大电路》。

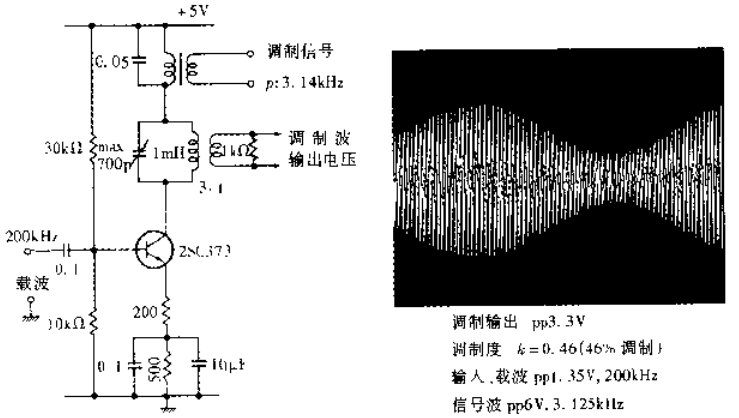
地变化，从而达到调幅的目的，并可实现良好的线性调制。



(a) 负载线的交错方法　　(b) 集电极电流

图 2.17　集电极调制的动作波形

图 2.18 是集电极调制的实例。集电极调制时由于晶体管饱和，滤波的调谐电路的 Q 下降，载波的波形易失真，在动作波形中也可看到这种状态。因此为得到输出需要增加一个良好的滤波器。



(a) 连接　　(b) 动作波形

图 2.18　集电极调制的例子

2.5 抑制载波的振幅调制方式

由式(2.15)的结果明显可见,即使是100%调制,包含信息的边带波的功率实际上不过是载波功率的1/2。如果调制变浅,其功率就会迅速减小。如能去除载波,则只用较小功率即可传递信息。但是由于解调方面的麻烦,该种调制方式只用于广播以外的其它通信领域。

抑制载波的调制方式(carrier suppressed modulation)有3种。

第1种如图2.19(1)所示,仅从振幅调制波中去掉载波,两边带波用于信息传输,称双边带波调制(both side-band modulation;简称BSB)。由于BSB方式仅仅减少了功率,而占有频带宽度不变,故很少用于通信。

第2种是只使用某一个边带波的方式,称单边带波调制(single side-band modulation;简称SSB)。例如,使图2.19(1)的BSB通过图2.19(2)所示的带通滤波器,则可抽取出上边带波。同理也可取出下边带波。因为其占有频率带宽减小到原来的一半,故广泛用于通信。

第3种是残余边带波调制(vestigial side-band modulation;简称VSB)。当调制信号的频谱有位于0频率附近的值时,SSB方式处理起来十分困难。如图2.20所示,先取出BSB,再用具有以载波ω为中心、前后对称的比较缓和的截断特性的带通滤波器去掉一

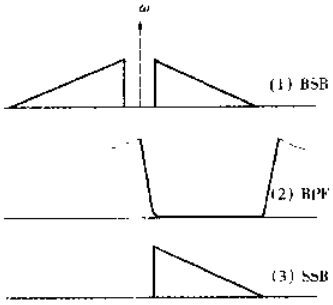


图2.19 抑制载波的调制方式

边带波，那么其占有频带宽度可达到与 SSB 接近的程度。而且保留一些载波，使解调也变得容易。故用于电视图像信号的发送。

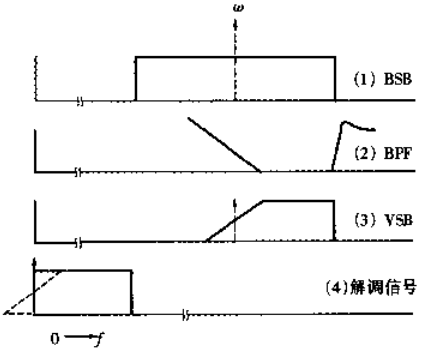
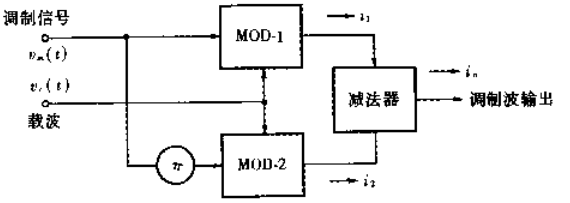


图 2.20　残余边带波调制方式

2.5.1　平衡调制器

为了得到 SSB 或 VSB，必须先使用 BSB。为得到 BSB，结构上可对称使用两个调制器抵消载波，称之为平衡调制器（balanced modulator）。

图 2.21 是平衡调制器的原理，两个调制器对称配置，将同相的载波提供给两调制器，调制信号以反相（π 相位）提供给其中一个调制器。这样，第 1 个调制器的输入 $v_{i1}(t)$ 和第 2 个调制器的输入 $v_{i2}(t)$ 分别为



MOD: 调幅器
π: 相位反转器(表示只有 π 相位)

图 2.21　平衡调制器的原理

$$\left.\begin{aligned} v_1(t) &= v_c(t) + v_m(t) \\ v_2(t) &= v_c(t) - v_m(t) \end{aligned}\right\} \tag{2.30}$$

取调制器的特性为

$$i = I_0 + a_1 v_i + a_2 v_i^2 \tag{2.31}$$

3次方以上的项暂不考虑，将式(2.30)代入，得到MOD-1的输出电流 i_1 和MOD-2的输出电流 i_2 分别为

$$i_1 = I_0 + a_1\{v_c(t) + v_m(t)\} + a_2\{v_c^2(t) + 2v_c(t)v_m(t) + v_m^2(t)\}$$
$$i_2 = I_0 + a_1\{v_c(t) - v_m(t)\} + a_2\{v_c^2(t) - 2v_c(t)v_m(t) + v_m^2(t)\}$$

那么平衡调制器的输出电流 i_o 为

$$i_o = i_1 - i_2 = 2a_1 v_m(t) + 4a_2 v_i(t) v_m(t) \tag{2.32}$$

若假设以角频率为 p 的单一频率正弦波调制，

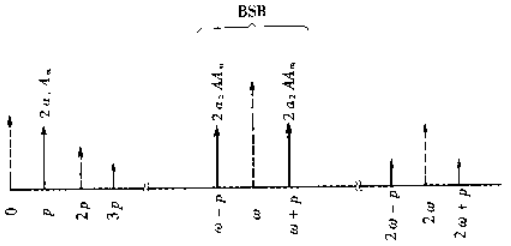
$$v_i(t) = A\cos\omega t, \quad v_m(t) = A_m \cos pt$$

将其代入式(2.32)有

$$i_o = 2a_1 A_m \cos pt + 4a_2 A A_m \cos\omega t \cos pt \tag{2.33}$$

将上式与式(2.19)对比可知，得到了载波 ω 项消失了的BSB。画出频谱图如图2.22，此外还可看出，连单个调制器中必定存在的直流成分及调制信号的2次谐波 $2p$、载波的2次谐波 2ω 成分也消失了。剩下的调制信号 p 离BSB的 $(\omega \pm p)$ 非常远，故可用简单的滤波器去除。

也许有读者问，在图2.11中，若每个调制器都使用线性调制器，就无需考虑高次项吧！可是即使是线性调制器，虽然高次成



(严格地讲，从式(2.34)出发，应给 p 加上 $3a_3A^2A_m$ 和 $3a_3A_m^3/2$)

图2.22 抑制载波的平衡调制器的频谱(虚线去除，只有实线留下)

练习题 10　讨论抑制载波的平衡调制器的 3 次方以上的项。

解：　在式(2.31)中为简化计算忽略了 3 次方以上的项。但是在进行严格的讨论时，3 次方以上的项不能忽略。这里对 3 次方项进行讨论，并类推高于 3 次方的项。

假设用 $i_1(3)$、$i_2(3)$分别表示 i_1、i_2 的 3 次方项，参考式(2.20)有

$$\begin{aligned} i_1(3) &= a_3(A\cos\omega t + A_m\cos pt)^3 \\ &= a_3(A^3\cos^3\omega t + 3A^2A_m\cos^2\omega t\cos pt + 3AA_m^2\cos\omega t\cos^2 pt \\ &\quad + A_m^3\cos^3 pt) \\ i_2(3) &= a_3(A\cos\omega t - A_m\cos pt)^3 \\ &= a_3(A^3\cos^3\omega t - 3A^2A_m\cos^2\omega t\cos pt + 3AA_m^2\cos\omega t\cos^2 pt \\ &\quad - A_m^3\cos^3 pt) \end{aligned}$$

若用 $i_o(3)$表示输出 i_o 的 3 次方，则有

$$\begin{aligned} i_o(3) &= i_1(3) - i_2(3) \\ &= 6a_3A^2A_m\cos^2\omega t\cos pt + 2a_3A_m^3\cos^3 pt \end{aligned} \tag{2.34}$$

参见式(2.20)可知，式(2.34)的第 1 项可展开成 p 和$(2\omega \pm p)$项，第 2 项可产生 p、$3p$ 项。将它们追加到频谱图上得到图 2.22 的细实线。由$(n+1)$次方项产生$(n\omega \pm p)$项，这些高次项距 BSB 的频谱都很远，故可用简单的滤波器去除。

分很小，但必定包含高次成分，单个调制器绝不能用于高级通信。

平衡调制器的重点不单是可去掉载波 ω，也可去掉单个调制器中不可避免的导致调制失真的 2 次谐波成分。参考式(2.20)，导致调制失真的 2 次谐波是⑫和⑫项，它是由 $\cos\omega t\cos^2 pt$ 项产生的。注意在推导式(2.34)时，该式消去了。

需要注意的是要学习平衡调制器的结构上的工作原理，即偶数次方的高次项理论上互相抵消，剩余的高次成分可用简单滤波器去除。

在掌握这一工作原理的基础上，正如后面将要讲到的，平衡调制器可称为开关电路。

练习题 11 举出抑制载波的调制中使用的平衡调制器的实例。

解: 图 2.23 是采用二极管调制器的抑制载波的平衡调制器的例子。

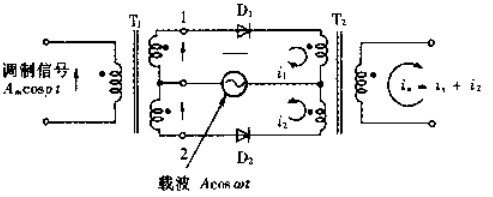


图 2.23 抑制载波的平衡调制器的结构

T_1 是平衡变压器，将调制信号转换成对称信号。即在端子 1-0 间得到与输入同相的信号，在 2-0 间得到反相的信号。

因为同时向两个二极管提供载波，故调制二极管 D_1 的输入为式(2.30)的 $v_{i1}(t)$，D_2 的输入为 $v_{i2}(t)$。T_2 也是平衡变压器，注意 i_1、i_2 的方向，可知输出 i_o 为 i_1、i_2 的差，见式(2.33)。(参见附录 2 中对波形的工作说明)。

练习题 12 在图 2.21 所示的平衡调制器中，互换调制信号和载波的输入端子会产生什么结果?

解: 这种形式称为推挽调制器，可进行一般的调幅[1]。首先，根据式(2.30)，两调制器的输入电压 v_{i1}、v_{i2} 为

$$\left.\begin{aligned} v_{i1}(t) &= v_c(t) + v_m(t) \\ v_{i2}(t) &= -v_c(t) + v_m(t) \end{aligned}\right\} \tag{2.35}$$

基于式(2.31)，只考虑到二次方项，并且根据式(2.32)的推导，平衡调制器的输出电流 i_o 为

$$i_o = 2a_1 v_c(t) + 4a_2 v_c(t) v_m(t)$$

将 $v_c(t) = A\cos\omega t$，$v_m(t) = A_m\cos pt$ 代入得

$$i_o = 2a_1 A\cos\omega t + 4a_2 A A_m \cos\omega t\ \cos pt \tag{2.36}$$

1) 并非严格定义。一般平衡调制器统称那些有图 2.21 的抑制载波功能的调制器。反之在图 2.21 中，更换载波和调制信号的输入端子、变压器对称连接，这种调制器在本书中称推挽调制器。

信号 p 消失了，而载波 ω 保留。

如果考虑3次方项，根据推导式(2.34)的过程，有

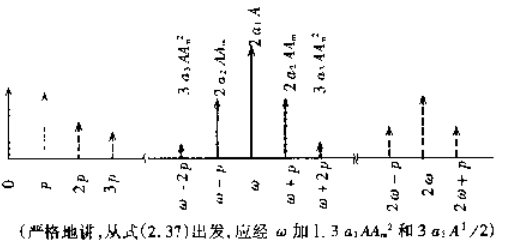
$$i_1(3) = a_3(A^3\cos^3\omega t + 3A^2A_m\cos^2\omega t\ \cos pt + 3AA_m^2\cos\omega t\ \cos^2 pt + A_m^3\cos^3 pt)$$

$$i_2(3) = a_3(-A^3\cos^3\omega t + 3A^2A_m\cos^2\omega t\ \cos pt - 3AA_m^2\cos\omega t\ \cos^2 pt + A_m^3\cos^3 pt)$$

i_o 的3次方项 $i_o(3)$ 为

$$i_o(3) = i_1(3) - i_2(3) = 2a_3A^3\cos^3\omega t + 6a_3AA_m^2\cos\omega t\ \cos^2 pt \tag{2.37}$$

将式(2.36)和式(2.37)表示成频谱图如图2.24。



(严格地讲，从式(2.37)出发，应经 ω 加 $1.3\,a_3AA_m^2$ 和 $3\,a_3A^3/2$)

图 2.24　推挽调制器的频谱(虚线消失)

由该结果可见，普通的振幅调制使用推挽调制器时，最大的优点就是 2ω 及 $(2\omega \pm p)$ 项消失。通常调制输出直接供给天线，但大功率发射由于功率大，难以去除 $(2\omega \pm p)$ 成分；又因为普通的接收机都可接收，所以发射天线的近距离存在干扰电波。基于以上原因，大功率发射局几乎无一例外地采用将板极调制配置成推挽式的调制器。

但是，导致调制失真的 $(\omega \pm 2p)$ 项未被抑制，所以可知普通的振幅调制中线性调制确实重要。

2.5.2　双平衡调制器

将平衡调制器再一次对称连接构成的调制器称为双平衡调制器 (double balanced modulator)。图2.25是其构成原理图，将2个平衡调制器对称配置，将载波反相供给其中一个平衡调制器

上。

(a) 环形调制器

图 2.26 是使用二极管平衡调制器的双平衡调制器结构原理图，图 2.26(a) 相当于图 2.25 的 B · MOD-1，图 2.26(b) 相当于 B · MOD-2。将图 2.26(b) 的输出取成负极性，再加到图 2.26(a) 的输出上，从而完成减法运算。

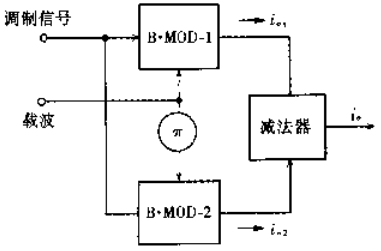


图 2.25 双平衡调制器的原理

根据式(2.23)，图 2.26 中平衡调制器(a)的输出 i_{o1} 及(b)的输出 i_{o2} 为[1]

$$\left.\begin{aligned} i_{o1} &= 2a_1A_m\cos pt + 4a_2AA_m\cos\omega t\cos pt \\ i_{o2} &= 2a_1A_m\cos pt - 4a_2AA_m\cos\omega t\cos pt \end{aligned}\right\} \tag{2.38}$$

故双平衡调制器的输出电流 i_o 为

$$i_o = i_{o1} - i_{o2} = 8a_2AA_m\cos\omega t\cos pt \tag{2.39}$$

上式可展开成 $(\omega + p)$ 和 $(\omega - p)$ 项，可见输出只包含两边带波。不过该计算中忽略了式(2.34)及其后的说明中所提到的 3 次方以上项中产生的 $(n\omega \pm p)$ 项。实际上这些高次谐波群是存在的，但在实际通信中，采用生成 SSB 时的滤波器，可简单地去除这些成分，因此不必考虑。

1) 式(2.38)的第 1 式即式(2.33)，第 2 式由于 B · MOD-2 的载波反相，故取

$$\left.\begin{aligned} v_{i1}(t) &= -v_c(t) + v_m(t) \\ v_{i2}(t) &= -v_c(t) + v_m(t) \end{aligned}\right\}$$

这在推导式(2.33)的过程中很容易求得。

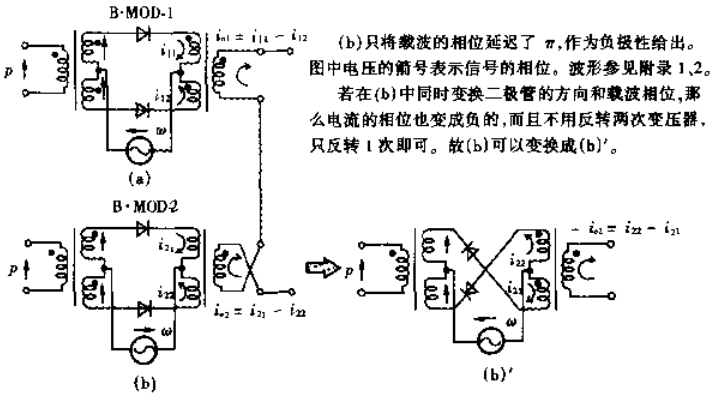


图 2.26　二极管平衡调制器构成的双平衡调制器

另外，在图 2.26 中，若将图 2.26(b) 中用作调制器的二极管方向变成反向，那么载波就不必反相了。而且若将输出侧变压器的接续也反转，那么输出可得到 $(i_{22}-i_{21})$，变换成图 2.26(b)′形式。

在图 2.26(a) 和图 2.26(b)′中，由于载波 ω 极性一致、变压器极性也一致，故可将图 2.26(a)和图 2.26(b)′重叠。图 2.27 是重叠后构成的电路。一般双平衡调制器都采用这些形式，称之为环形调制器(ring modulator)。环形意味着若沿正方向在调制二极管上前进可产生一个环。

回顾一下双平衡调制器的输出式(2.39)，可知输出为载波和调制信号的积。因此双平衡调制器可认为是求两个信号乘积的电路。

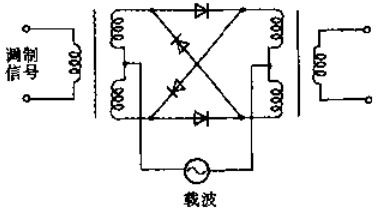


图 2.27　双平衡调制器(环形调制器)(将图 2.26(a)与图 2.26(b)′重叠)

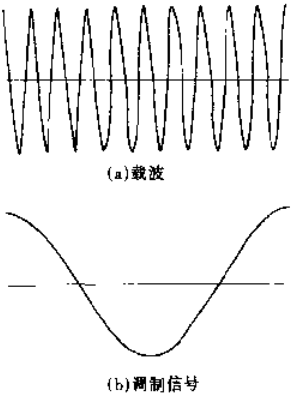
练习题 13 用 1kHz 和 2kHz 的信号调制 10kHz 的载波生成 BSB_0 画出其波形。

载波 $v_c(t)$ 和调制信号 $v_m(t)$ 分别为

$$v_c(t) = A\cos\omega t \quad v_m(t) = A_m\cos pt$$

则 BSB 为

$$K\cos pt\ \cos\omega t$$



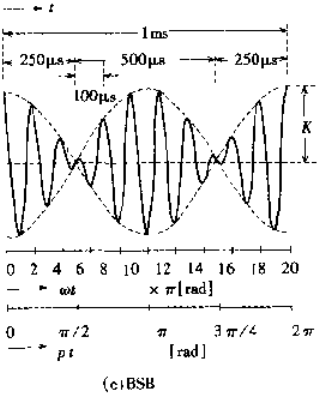


图 2.28 用 1kHz 调制 10kHz 载波时的 BSB 波形 [1]

其中 K 是由电路常数确定的一个常数，画出给定的两个波形分别为图 2.28 及图 2.29。

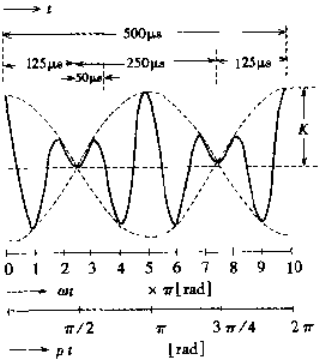


图 2.29 用 2kHz 调制 10kHz 载波时的 BSB 波形 [2]

1),2) 该图是群马大学清水贤资教授用计算机绘制的。

图 2.30 是环形调制器的实例。由于 D 使用普通二极管，故其串联电阻 10Ω 用于补偿元件的不均衡，50Ω 的可变电阻用于调整电路的平衡。

图 2.31 是一个动作波形的例子，它与图 2.28 的频率条件接近。可清晰地判定调制信号的包络线。由于未使用滤波器，除 BSB 的 $(\omega \pm p)$ 的频谱外还包含 $(n\omega \pm p)$ 的高次谐波群，故不能形成图 2.28 所示的光滑波形。

图 2.32 是与图 2.29 的频率条件接近的例子。如果载波和调

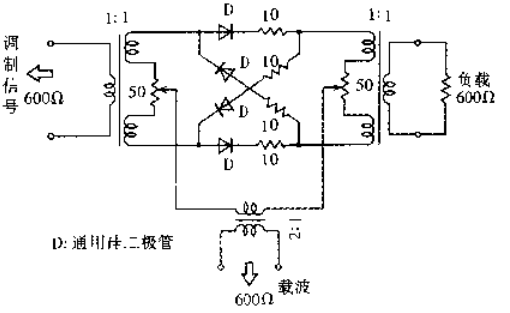


图 2.30　环形调制器的实例

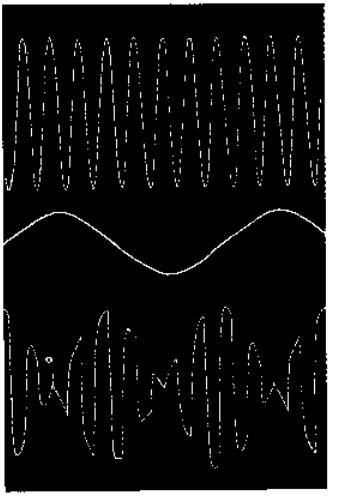
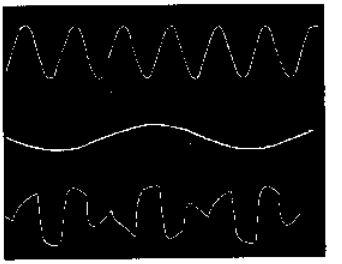


图 2.31

◀ 上：载波　12.5kHz, pp8.6V
中：调制信号　1.56kHz, pp1.8V
下：BSB 及其高次谐波群的合成输出 pp0.92V



▲ 上：载波　12.5kHz, pp8.5V
中：调制信号　3.125kHz, pp1.6V
下：BSB 及其高次谐波群的合成输出 pp0.92V

图 2.32

制信号的频率接近，则很难清晰地看出调制信号的包络线。

总之，现在可以了解练习题 10 中所说明的、包含 n 次方成分的波形。

图 2.33 是给图 2.32 的 BSB 输出加了带通滤波器，然后取出下边带波的 SSB。频率为

$$\frac{\omega - p}{2\pi} = 12.5 \times 10^3 - 3.125 \times 10^3 = 9.375 \times 10^3 \text{Hz}$$

它是频率为 9.375kHz 的单一频率的正弦波，由于调制信号为正弦波，所以 SSB 有时也为正弦波。

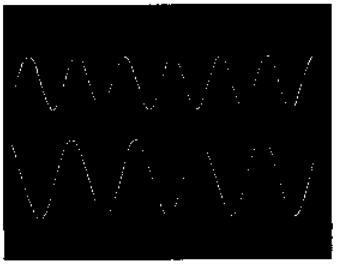


图 2.33

(b) 集成化的双平衡调制器

图 2.34 是集成化的开关型双平衡调制器的原理接续图[1]。图中 Tr_1、Tr_2 构成了以 R_1、R_2 为负载的差动放大器。

载波 v_c 在正半周时，Tr_3 和 Tr_6 饱和为低阻抗

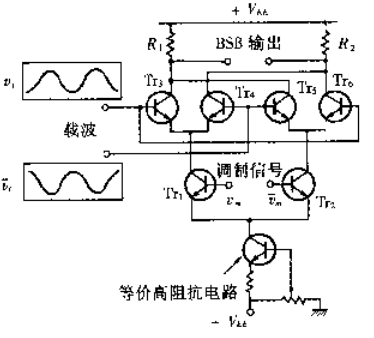
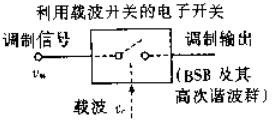


图 2.34 集电化的双平衡调制器的结构原理

1) 环形调制器图 2.27 中，若载波振幅非常大（普通载波 10dBm，调制信号峰值小于 0dB），如右图等价电路所示，它成为用载波开关的电子开关，在分析练习题 10 的结果时，也是可以同样考虑的。



双平衡调制器的等价电路

(小于 10Ω),Tr_4、Tr_5 截止[1],Tr_1 的负载为 R_1,Tr_2 的负载为 R_2。而载波 v_c 在正半周时,Tr_4、Tr_5 饱和,Tr_1 的负载为 R_2,Tr_2 的负载为 R_1。

这样,由于载波作为开关交替地切换差动放大器的负载,所以其差动输出波形也用载波切换调制信号 v_m 及其逆信号 $\bar{v}_m$[2]。

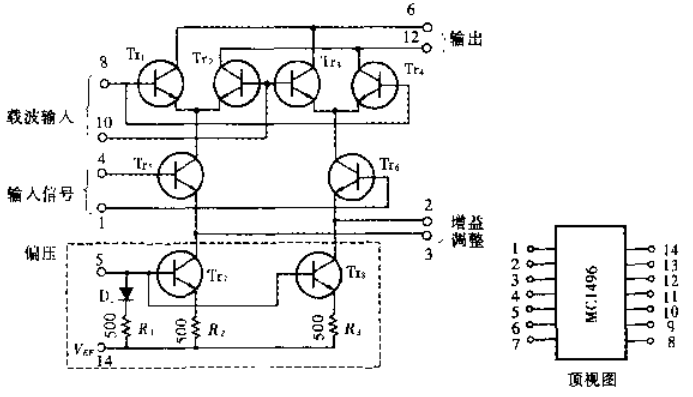


图 2.35　MC1496 的内部结构

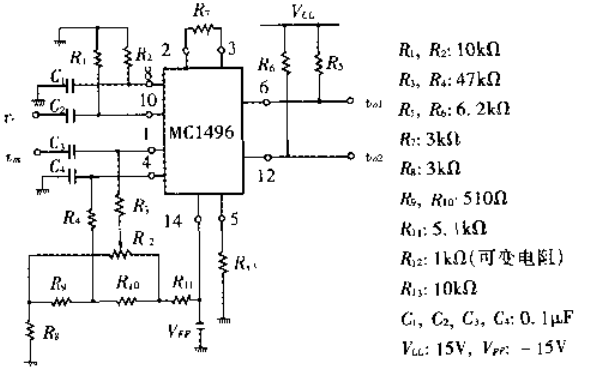


图 2.36　MC1496 的典型实例

1)　在截止和饱和 2 个状态使用晶体管称为开关动作,详见"脉冲电路基础,欧姆社"。

2)　相位相反、振幅相同的信号称为逆信号,对于信号 v_m,逆信号表示为 $\bar{v}_m$。

图 2.35 是出售的集成双平衡调制器的内部结构。图 2.36 是典型的实例，从易用的观点出发，载波 v_c，信号 v_m 都采用不平衡信号。由于其原形为差动放大器，故出现这种使用方法。

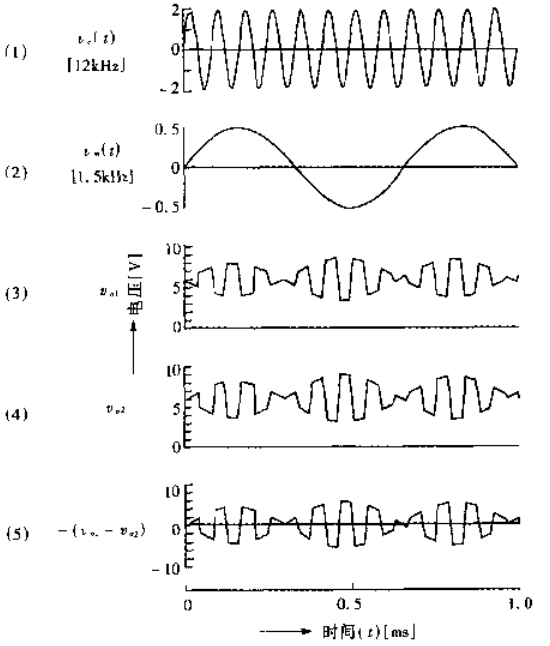


图 2.37 MC1495 的动作例子

图 2.37 是计算机仿真图 2.36 参数时的电路动作。图 2.37(1) 中载波 v_c 为 12kHz 的正弦波。图 2.37(2) 是调制信号 v_m，为 1.5kHz 的正弦波。图 2.37(3) 是第 6 端子的输出信号，产生 BSB，用 v_{o1} 表示。图 2.37(4) 是第 12 端子的输出信号，是与 v_{o1} 相位相反的 BSB，用 v_{o2} 表示。可见无论哪个输出端子都可得到 BSB。这里需要注意的是：v_{o1}、v_{o2} 都加载在 6V 的直流电压上，所以需要截断直流。集成制造商提供的实例是通过控制端子 1、4、5、8、10 的直流偏压，从而使直流成分为 0，但是调整微小且易失常，很难使用。

笔者根据图 2.36 的常数，采用如下方法。即使 v_{o1}、v_{o2} 经过差动放大器，从而使直流电压抵消。图 2.37(5)是通过差动放大器求两输入差的例子，直流成分明显被去除，而且电路设计非常容易，因此建议大家使用这种方法。

图 2.38 是采用图 2.36 的常数，通过差动放大器使集成的双平衡调制器动作的例子。它与仿真结果很好地吻合。

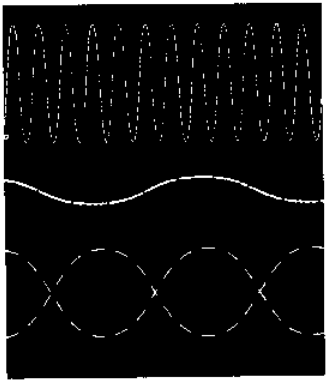


图 2.38　双平衡调制器的动作例

2.6　什么是超调

若向调幅器提供比 100% 调制的输入信号还要大的调制信号，则调制输出如图 2.39 所示，输出波消失。称这种现象为超调(over modulation)。

调幅波的调制度 k 用

$$k=\frac{A_m}{A}$$

来定义。A_m = A 时，是 100% 调制，超调意味着 k 比 1 大。用式子表示为

$$k>1\begin{cases}v_{AM}(t)=A(1+k\cos pt)\cos\omega t & (1+k\cos pt)\geqslant 0\\ v_{AM}(t)=0 & (1+k\cos pt)\leqslant 0\end{cases} \quad (2.40)$$

图 2.39 是用频率为载波频率 1/10 的信号，产生 $k=1.5$ 的超调的例子[1]。

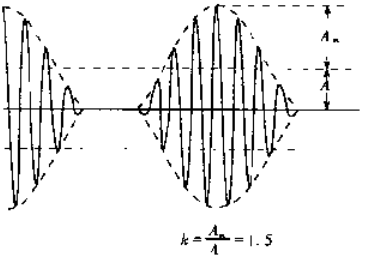


图 2.39 超调[2]

若产生超调，则发生明显的调制失真，这种情况在一般的通信中都不能使用。在式(2.3)后强调使用 $0 \leqslant k \leqslant 1$ 的范围的原因就在于此。

而在式(2.40)中，$k>1$ 时，$(1+k\cos pt)$可能产生负值。现在就式(2.40)的第 1 式，不考虑非线性因素，简单地取 $k=1.5$，画出其波形如图 2.40。

在实际的调制过程中可以产生这样的调制波。例如：先得到 BSB，之后加上衰减了的载波或破坏 BSB 调制器的平衡，留下一部分载波，就可产生这种调制波。此时，调制正常进行，因为用作

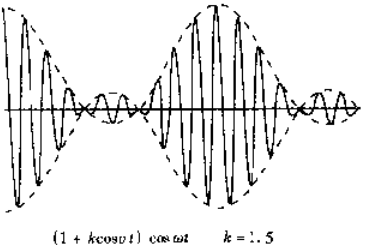


图 2.40 不同的解调方法下看作超调的例子[3]

1) 例如，若逐渐增大图 2.17 中调制信号的振幅，考虑一下哪一点 100% 调制，若信号振幅增加到超过该点将产生何种现象？这样就很容易理解上述现象。

2),3) 该图是群马大学清水贤资教授用计算机绘制的。

普通调幅的载波电平不足，所以在解调时，如果补充上载波电平的不足成分，那么可通过同步解调[1]实现正常的解调。

乍一看来，调制度 k 比 1 大，但对照式子可见调制后只有载波有选择地减少。因此只要能进行正常的同步解调就不是超调。但若使用包络线解调器，则不能进行正常解调，这时仍是超调。

而且在同步调制 SSB 或 BSB 时，若载波电平不足，也会产生类似现象。

1) 在第 3 章说明。

3

调幅波解调的设计方法

本章学习目的与内容

将信号从调制波中分离抽取出来称为解调(demodulation)。只解调调幅波时，特称为检波(detection)。将解调电路称为解调器(demodulator)，有时也称检波器(detector)。

本章介绍普通的调幅波和抑制载波的调幅波的解调法。

3.1　非线性解调

若将调制波加到输入输出特性为非线性的元件上，可从其输出中得到信号。这类解调法统称为非线性解调。所有用于非线性调制的元件都可用作解调的非线性元件。由于二极管简单易用，故解调几乎都使用二极管。因此也特称为二极管解调。在图 3.1 中，输入调制波 v_i 的振幅很小，二极管的输出电流 i_o 同式(2.16)，也可认为

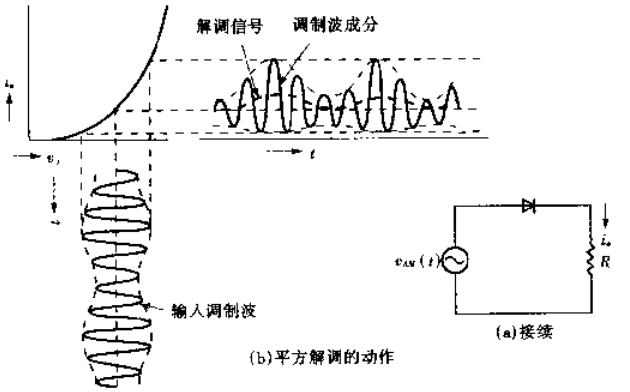


图 3.1　二极管解调

$$i_o = I_o + a_1 v_i + a_2 v_i^2 \tag{3.1}$$

对于输入用单一频率的正弦波调制的调制波

$$v_{AM}(t) = A(1 + k\cos pt)\cos \omega t \tag{3.2}$$

其输出 i_o 为

$$i_o = I_o + \underset{①}{a_1 A(1 + k\cos pt)\cos \omega t} + \underset{②}{a_2 A^2(1 + k\cos pt)^2 \cos^2 \omega t} \tag{3.3}$$

若将第 3 项表示成 $i_o(2)$ 有

$$i_o(2) = a_2 A^2(1 + 2k\cos pt + k^2 \cos^2 pt)\cos^2 \omega t$$

$$= a_2A^2\left[\left\{1 + 2k\cos pt + \frac{k^2}{2}(1 + \cos 2pt)\right\}\frac{1}{2}(1 + \cos 2\omega t)\right]$$

③ ④ ⑤

$$= a_2A^2\left[\left\{\left(\frac{1}{2} + \frac{k^2}{4}\right) + k\cos pt + \frac{k^2}{4}\cos 2pt\right\}\right.$$

⑥

$$\left. + \left\{\left(\frac{1}{2} + \frac{k^2}{4}\right) + k\cos pt + \frac{k^2}{4}\cos 2pt\right\}\cos 2\omega t\right] \tag{3.4}$$

取 $A = 1$, 画出其频谱图如图 3.2 所示

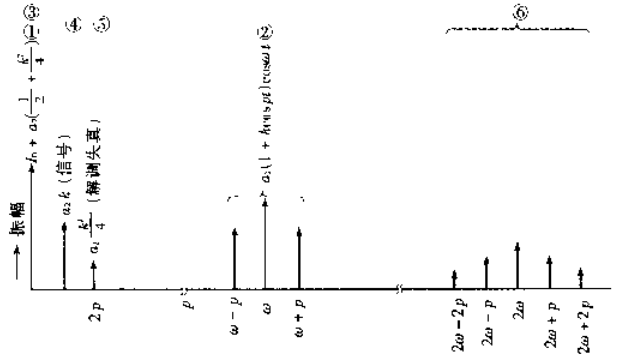


图 3.2 二极管平方调制器的频谱图

式(3.3)的第 1 项①和式(3.4)的③提供直流成分,②是调制波本身。解调信号可从平方项得到,即式(3.4)的第 2 项④,同时产生解调失真⑤。⑥是载波的 2 倍频率及其边带波,它与调制波②一起可用简单滤波器去除。

由于解调信号是从平方项得出的,故也称平方解调 (square demodulation)或平方检波(square detection)。

平方解调的问题就是解调失真大。用 2 次谐波失真定义解调失真如下:

$$D_2 = \frac{2\text{次谐波的振幅}}{\text{信号的振幅}} = \frac{a_2A^2k^2/4}{a_2A^2k} = \frac{k}{4} \tag{3.5}$$

例如即使是 30% 调制,其 2 次谐波失真为

$$D_2 = \frac{0.3}{4} = 0.075 = 7.5\%$$

可见难以得到高质量的解调。

3.2　线性解调

在前面讲到的二极管解调中，若将调制波的振幅取得非常大，并使用二极管的电压-电流特性可视为直线的区域，则不产生解调失真。画出其动作状态如图 3.3。由于使用折线特性的直线部分，故称为线性解调或线性检波。

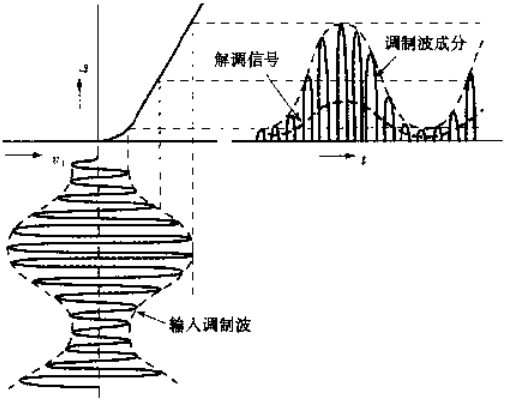


图 3.3　线性解调的动作

二极管解调仅根据想要解调的调制波的振幅大小，来决定采用线性解调还是平方解调，因此使用时一定要注意。

3.3　包络线解调

正如式(3.3)、式(3.4)及图 3.1、图 3.3 所示，用单个二极管解调，输出的解调信号比较小，剩下很多调制波成分。这表明输入的调制波过而不入，只有一部分成为输出信号。

输入调制波包含的信号电压与解调信号的电压之比称为解调效率或检波效率。例如,图 3.1 的平方解调中,流经 R 的电流 i_o 的信号成分用式(3.4)的④表示为 a_2A^2k,由式(3.2)可知输入调制波的信号电压振幅为 Ak,故检波效率 η 为

$$\eta=\frac{i_oR}{Ak}=\frac{a_2A^2kR}{Ak}=a_2AR \tag{3.6}$$

这表明检波器的输入调制波的振幅 A 越大,负载 R 越大,检波效率就越高。

但是若将 R 取得过大,接近于二极管的反向阻抗,则正向电流和反向电流的差变小,整流器的效率降低,故需要考虑用某种方法增大解调信号。

现在若将图 3.3 的解调输出波的一个波形看成图 3.4 所示的正弦波的半波,则其 1 周期的均值为

$$\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi}A\sin\theta d\theta=\frac{A}{2\pi}[-\cos\theta]_0^{\pi}=\frac{A}{\pi} \tag{3.7}$$

输出信号与 A/π 成比例。若将它的最前面的峰值保持到下一周期,则平均值为 A。故通过保持最前面的峰值就可将输出信号增大到 π 倍。

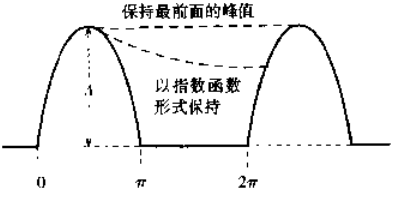


图 3.4 保持检波输出的最前面的峰值

图 3.5 结构上是在二极管解调器的负载 R 上并联电容 C,以保持解调输出的最前面的峰值。称为包络线解调器(envelope demodulator)或包络线检波器。

实际上包络线若保持平直,则会产生解调失真,如图 3.5 的动作波形所示。所以要减小 RC 电路的时间常数,使之具有指数函数的衰减特性。

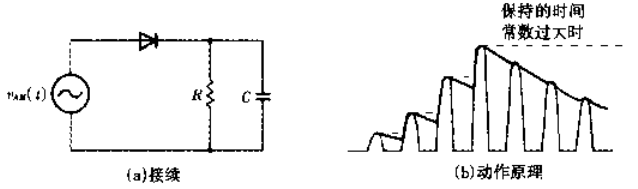


图 3.5　包络线解调

练习题 1　给出图 3.5 所示的包络线解调器上负载 R 和并联电容 C 的确定方法。

解：　由式(3.6)可知，负载阻尼 R 越大，检波效率越高。但是对于二极管的反向阻尼 r_b，若不满足

$$r_b \gg R \tag{3.8}$$

则整流效率变差。故式(3.8)决定了 R 的最大限值。

另外，因为半波整流的最前面的峰值发生在电容 C 被充分充电时，所以

$$r_f C \ll \frac{2\pi}{\omega} \tag{3.9}$$

是最大限值。其中 r_f 是二极管的正向阻尼。

为了实现良好的保持，RC 的时间常数必须远远大于载波的一个周期，而且为了能够无失真地跟随解调信号的变化，RC 又必须远远小于调制信号的最高频率 $p_{max}/2\pi$ 的一个周期，故需满足

$$\frac{2\pi}{p_{max}} \gg RC \gg \frac{2\pi}{\omega} \tag{3.10}$$

作为实用的例子，下面设计一个广播发射接收用的包络线检波器，决定采用用于检波的点接触锗二极管[1]，取

$$r_b = 5 \times 10^5 \Omega \qquad r_f = 200\Omega$$

再取

广播发送的载波的最高频率 $f = \dfrac{\omega}{2\pi} = 1600\text{kHz}$

调制信号的最高频率 $f_{m \cdot max} = \dfrac{p_{max}}{2\pi} = 10\text{kHz}$

1)　由于锗二极管的正向电压低，故在比硅二极管还低的电压时，就进入线性检波区域，所以多用于检波。

根据式(3.8),估计 R 的最大值为 r_b 的 1/5.取 R 为 $10^5\Omega$。

在半波整流达到最前面峰值时,电容 C 被充分充电,根据式(3.9)其允许的最大限值为

$$C \ll \frac{2\pi}{\omega r_f} = \frac{1}{f r_f} = \frac{1}{1.6\times10^6\times200} = 3.25\times10^{-9}\text{F} \tag{3.11}$$

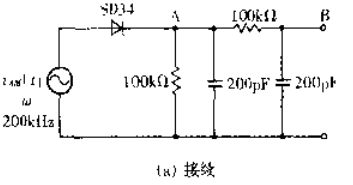
另外,调制信号的频率和载波频率之间必须满足式(3.10),故存在如下条件

$$\frac{1}{f_{m\cdot max}R} \gg C \gg \frac{1}{fR}$$

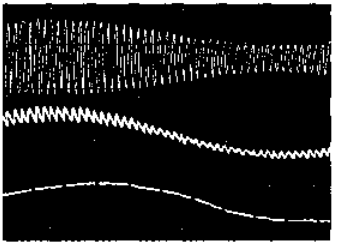
$$\frac{1}{10^4\times10^5} \gg C \gg \frac{1}{1.6\times10^6\times10^5}$$

$$10^{-9} \gg C \gg 6.25\times10^{-12} \tag{3.12}$$

式(3.12)比式(3.11)条件严格,故 C 值取在 10^{-9} 的 1/10 到 6×10^{-12} 的 10 倍间,取 100~60pF 比较合适。



(a) 接线



上:$r_{AM}(t)$(最大振幅点) pp8V
中:解调输出的信号成分 A点 pp1.2V
下:解调输出的信号成分 B点 pp0.8V

(b) 动作波形

图 3.6 包络线检波的实例(由于载波频率为 200kHz,故取 C 值比练习题 1 的计算例大)

图 3.6 是包络线解调器的实例,它在解调输出上接入 RC 组成的滤波器以去除载波。

3.4　同步解调

当准确地知道载波的频率和相位时，如图 3.7 的系统图所示，若将 $v_{AM}(t)$ 和载波 $v_c(t)$ 相乘即可解调。除了一般的 AM 外，这种方法也可解调 BSB、SSB、VSB 等任一调制波。特别是抑制载波的调幅，除该方法外再无其它解调法，所以该方法尤为重要。

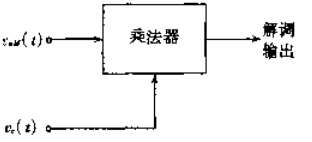


图 3.7　同步解调的原理

现在求普通的调幅波 $v_{AM}(t)$ 和载波 $v_c(t)$ 的乘积。设

$$v_{AM}(t) = A(1 + k\cos pt)\cos\omega t \qquad v_c(t) = B\cos\omega t$$

则有

$$\begin{aligned} v_{AM}(t)v_c(t) &= AB(1 + k\cos pt)\cos^2\omega t \\ &= \frac{AB}{2}(1 + k\cos pt)(1 + \cos 2\omega t) \\ &= \frac{AB}{2}(1 + k\cos pt + \cos 2\omega t) \\ &\quad + \frac{kAB}{4}\{\cos(2\omega + p)t + \cos(2\omega - p)t\} \end{aligned} \tag{3.13}$$

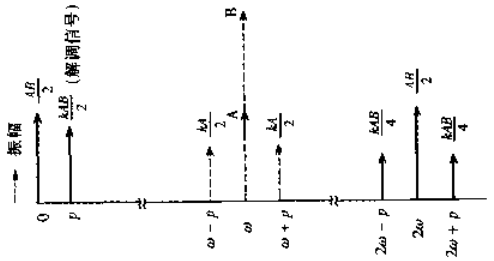


图 3.8　同步解调调幅波时的频谱（虚线表示消失）

画出其频谱图如图 3.8 所示,可见根本不产生解调失真。

图 2.27 所示的环形调制器最便于用作乘法电路,但任意一种线性调制器也可用作乘法电路。这是因为调制操作中包含乘积项。

通过求调幅波与载波的乘积进行解调的方法称为同步解调(synchronous demodulation)或同步检波。总之,同步解调与调制过程仅仅存在着输入是信号还是调幅波的不同,其余完全相同。

载波分为独立发送和在接收侧单独产生两种情况。后者称为独立同步。在同步解调中,载波的频率偏移是失真的主要原因,相位偏移会导致电平降低。但实际上,小于 20Hz 的偏移影响不大。

练习题 2 画出同步解调 SSB 时的频谱。

解: 考虑取下边带波的 SSB,设

$$v_{sM}(t) = A\cos(\omega - p)t$$

再设解调载波 $v_c(t)$ 为

$$v_c(t) = B\cos\omega t$$

则有

$$v_{sM}(t)v_c(t) = AB\cos(\omega - p)t\cos\omega t$$

$$= \frac{1}{2}AB\{\cos(2\omega - p)t + \cos pt\} \qquad (3.14)$$

解调信号

这时完全不发生解调失真,画其频谱图如图 3.9 所示。

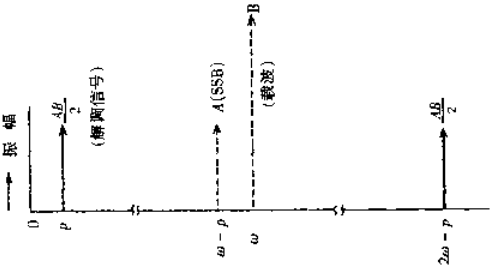


图 3.9 同步解调 SSB 时的频谱(虚线表示消失)

图 3.10 是同步解调 SSB 的动作波形，同步解调器的结构与图2.29 的环形调制器相同，输出先通过 5dB 的用于调整的阻尼衰减器，然后再通过截止频率为 4kHz 的低通滤波器。

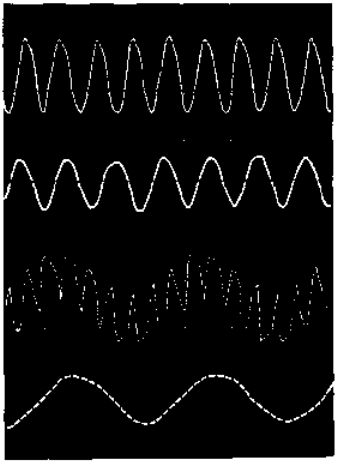


图 3.10　解调 SSB 的实例

图 3.10 中 (1) 是用于解调的载波，频率为 12.5kHz。(2) 是 SSB，是用 12.5kHz 的载波调制 3.125kHz 的信号，然后取其下边带波，形成频率为 9.375Hz 的正弦波。(3)是解调输出通过滤波器之前的波形，如图 3.9 的频谱图所示，可见它是 3.125kHz(p) 与 21.875kHz($2\omega - p$)的合成波。(4)是通过解调滤波器后得到频率为 3.125kHz 的信号。

练习题 3　画出同步调制 BSB 时的频谱。

解：　设 BSB 为

$$v_{AM}(t) = A\cos pt\ \cos \omega t$$

再设解调载波 $v_r(t)$ 为

$$v_r(t) = B\cos \omega t$$

则有

$$v_{AM}(t)v_c(t) = AB\cos pt\cos^2\omega t$$

$$= \frac{AB}{2}\cos pt(1+\cos 2\omega t)$$

$$= \frac{AB}{2}(\cos pt + \cos pt\cos 2\omega t) \tag{3.15}$$

画其频谱如图 3.11 所示。

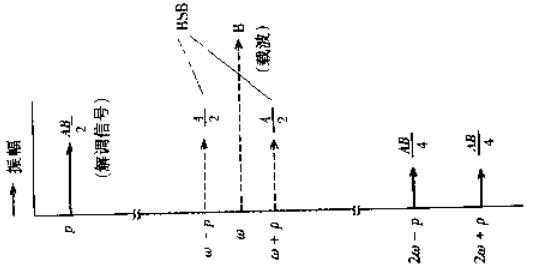
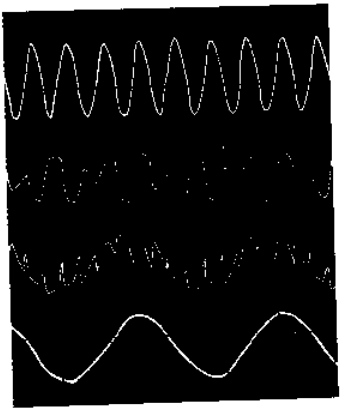


图 3.11 同步解调 BSB 的频谱(虚线表示消失)



(1) 载波: 12.5kHz, pp8V

(2) BSB: 信号 3.125kHz, pp5.5V

(3) 解调输出: 通过滤波器前 pp2.8V

(4) 解调输出: 通过滤波器后 pp1.4V

图 3.12 解调 BSB

图 3.12 是同步解调 BSB 的例子,解调器结构与图 3.10 完全相同,图 3.12 中(1)是用于解调的载波,频率为 12.5kHz。(2)是用 12.5kHz 调制 3.125kHz 的信号得到的 BSB。(3)是进入解调输出

的滤波器前的波形，如图 3.11 所示，可知它是 p 与 $(2\omega + p)$、$(2\omega - p)$ 的合成。(4) 是通过滤波器后，成为频率为 3.125kHz 的输出信号。

3.5　与调制解调相关的问题

3.5.1　自动增益控制

解调调制波时会从载波成分中产生直流，这已在式 (3.4) 中做了说明。该直流成分与载波振幅成比例，故可用作反映接收电波强弱的监控信号。

通常，受传送线路的状态、反射波的干涉等影响，接收电波的电场强度随机地发生变化，称之为衰减(fading)。而且在广播接收时，大功率发射局的电波强、小功率发射局的电波弱。尽管有这些发射功率差异引起的强弱、距离不同引起的强弱及上述衰减引起的波动，仍可用检波输出的直流成分控制放大增益，从而得到基本上稳定不变的输出。这种方式称为自动增益控制(automatic gain control；简称 AGC)或自动音量调整(automatic volume control；简称 AVC)。

图 3.13 是 AGC 的原理说明图，接收到的电波先用无线频率放大器(RFA)放大，再用检波器(DET)检波。只有其中的直流成分被反馈回 RFA 的初级，控制其偏压点。事先确定初级 RFA 的起始偏压，使之工作在动作特性的弯曲部分，但初级上信号做小，所以放大时忽略其非线性。

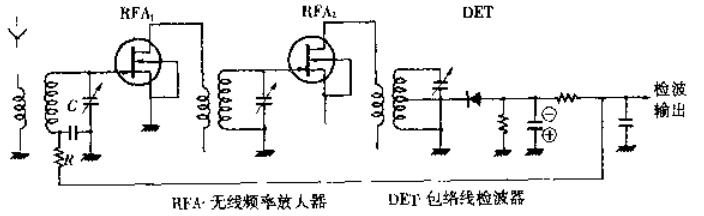


图 3.13　AGC 的原理

若接收电波强，则上述的监控直流成分大，初级 RFA 上作用的负偏压也大。从而降低其增益，防止输出过大。反之若接收电波弱，则监控直流成分减小，从而增大初级增益，使其输出不会减小。

AGC 是一种负反馈，若将整个 RFA 的增益取得非常大，则输出几乎可以保持不变。而且在图 3.13 中，若适当选择 *RC* 时间常数，则可以完全跟踪衰减，接收电波的不规则波动也会减小到不影响输出的程度。

3.5.2 整流负反馈

大功率的发射机都是从效率出发，将调制器的输出直接提供给发射天线。如第 2 章的练习题 12 所述，采用这种方式，调制器本身产生的失真会原封不动地输出。改善这一问题就要采用整流负反馈。

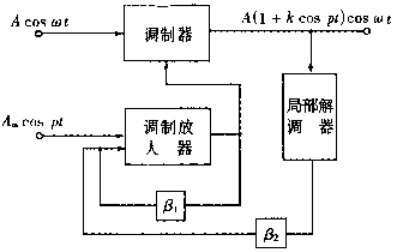


图 3.14 整流负反馈的原理

图 3.14 是整流负反馈的原理说明图，用局部解调器解调调制输入，然后通过 β_2 将它反馈到调制放大器，从而构成将调制器夹在中间的负反馈电路，由此改善调制失真。图 3.14 中 β_1 是改善调制放大器本身非线性的局部负反馈电路。

3.5.3 外差检波[1]

若将图 3.15(1) 所示的靠电信符号接通切断[2] 的载波即 A1A[3] 加到普通的检波器上，则只能得到直流的断续波，这种声

1) 也称为外差解调。

2) 称开关。

3) 可认为用电信符号 100% 调制

音是耳朵听不见的。外差检波(heterodyne detection)是将载波和一个角频率 ω_0 与接收电波的角频率 ω 非常接近的连续波图 3.15(2)混合，使这 2 个频率波的差信号[1]图 3.15(3)成为可以听到的声波。

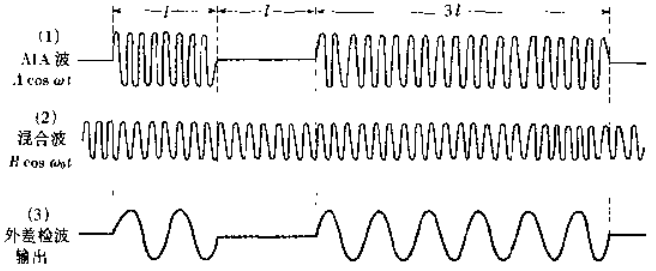


图 3.15　外差检波的原理

图 3.16 是外差检波的系统图，在图 3.15 的符号标记下，输入的接收波记为 $A\cos\omega t$，设混合的连续波为 $B\cos\omega_0 t$，混合的连续波由内置振荡器提供，称该振荡器为局部振荡器 (local oscillator)。

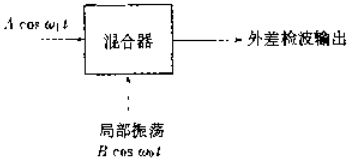


图 3.16　外差检波的结构原理

混合器是非线性很强的放大器，例如，可使其具有与基极调制器或门调制器等相同的性质。总之它是非线性调制器，其动作如图 2.7 所示的非线性调制，故设其输入电压 v_i 与输出电流 i_o 的关系同式(2.16)取作[2]

$$i_o = I_o + a_1 v_i + a_2 v_i^2 \tag{3.16}$$

1)　也称为拍频(beat frequency)。

2)　为简单起见，忽略高于 3 次方的项。

输入 $v_i(t)$就是将式(2.18)的 A_m 改写成 B,将 p 改写成 ω_0,有

$$v_i(t) = A\cos\omega t + B\cos\omega_0 t \tag{3.17}$$

输出也做同样替换,可得到

$$i_o(t) = \overset{①}{I_0} + a_1(\overset{①}{A\cos\omega t} + \overset{②}{B\cos\omega_0 t}) + a_2(\overset{③}{A^2\cos^2\omega t} + \overset{④}{B^2\cos^2\omega_0 t} + \overset{⑤}{2AB\cos\omega t\cos\omega_0 t}) \tag{3.18}$$

①是接收波,②是混合波,两者频率接近,都为高频。③是直流和 2ω 项,④是直流和 $2\omega_0$ 项,由于频率很高,故全部都可滤除。将剩下的⑤展开成

$$a_2AB\{\cos(\omega_0 - \omega)t + \cos(\omega_0 + \omega)t\} \tag{3.19}$$

其第2项也为高频,故可以方便地只取出 $(\omega_0 - \omega)$ 项。若取 ω 和 ω_0 之差在 1kHz 左右,则接收波作为可收听的电信符号直接来收听

3.5.4 超外差接收法

超外差接收法(super heterodyne)是外差检波中拍频(差频)进入超声波领域时的接收法。

图 3.17(a) 称为直接接收方式,输入的信号直接用无线频率放大器(RFA)放大,再用检波器(DET)检波,然后用可听频率放大器(AFA)放大后成为输出(有时也为声音)。图 3.13 也是直接接收方式的一个例子。

直接接收方式的缺点是:若增大 RFA 的增益,则输入输出间电磁的、静电的微弱耦合形成振荡器,最终导致不能放大。而且带有天线之类的接收微弱电磁波的输入装置,很容易形成振荡电路。再有必须使无线频率放大器 RFA 与任意频率的目的电波调谐,故只能使用图 3.13 所示的单调谐电路。因此调谐曲线不够陡直,易受到邻接目的以外的其它电波的影响(称之为干扰)。

图 3.17(b) 是超外差接收方式的系统图,接收到的电波先用无线频率放大器 RFA 放大,然后进入混合器(MIX)。从局部振荡器(LO)输出的角频率为 ω_0 的连续波也一起进入混合器。现在设

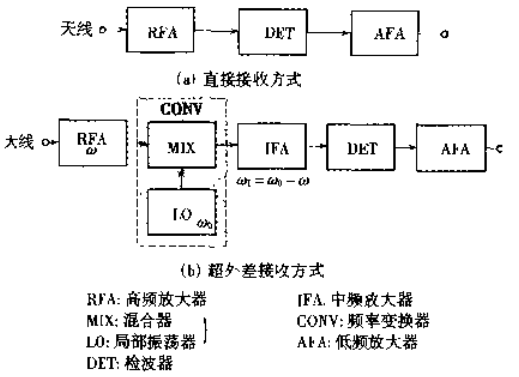


图 3.17　直接接收与超外差接收

接收信号 $v(t)$ 为

$$v(t) = A(1 + k\cos pt)\cos \omega t \tag{3.20}$$

设局部振荡输出 $v_o(t)$ 为

$$v_o(t) = B\cos \omega_0 t$$

则混合器的输入电压 $v_i(t)$ 可写为

$$v_i(t) = A(1 + \cos pt)\cos \omega t + B\cos \omega_0 t \tag{3.21}$$

现在混合器的相对输入 v_i 的输出 i_o 与式(3.16)相同，可表示为

$$i_o = I_0 + a_1 v_i + a_2 v_i^2$$

通过与式(3.18)相同的推导，得到

$$\begin{aligned} i_o(t) = {} & I_0 + a_1\{A(1 + \cos pt)\cos \omega t + B\cos \omega_0 t\} \\ & + a_2[\{A(1 + \cos pt)\cos \omega t\}^2 + B^2\cos^2 \omega_0 t \\ & + 2AB(1 + \cos pt)\cos \omega t\ \cos \omega_0 t] \end{aligned} \tag{3.22}$$

将第 3 项大括弧中的第 3 项表示成 $i_o(3\text{-}3)$，并进一步展开有

$$\begin{aligned} i_o(3\text{-}3) = {} & a_2 AB(1 + \cos pt)\cos(\omega_0 + \omega)t \\ & + a_2 AB(1 + \cos pt)\cos(\omega_0 - \omega)t \end{aligned} \tag{3.23}$$

这里，记 $\omega_0 - \omega = \omega_1$，则式(3.23)的最后一项 $i_1(t)$ 为

$$i_1(t) = a_2 AB(1 + k\cos pt)\cos \omega_1 t \tag{3.24}$$

可见接收波式(3.20)的载波角频率 ω 被替换成用式(3.23)表示

的 ω_1。因此称图 3.17(b)中由混合器和局部振荡器组成的电路为频率变换器(freguency converter)。并将 $f_1 = \omega_1/2\pi$ 称为中间频率(intermediate frequency)。

变换成中频的信号在中频放大器上(IFA)充分放大,在大小达到可以线性检波的程度后检波,因为频率改变了,即使 IFA 取相当大增益,也不容易引起振荡,从而可进行稳定的放大。这是和直接接收方式非常不同的一个优点。

图 3.18 是在用 625Hz 的信号(1)调幅 200kHz 的载波后得到的 AM 波上,再用局部振荡频率 250kHz 进行超外差的例子,(3)是包含式(3.22)中全部项的混合波,(4)相当于式(3.24),中间频率为 50kHz。

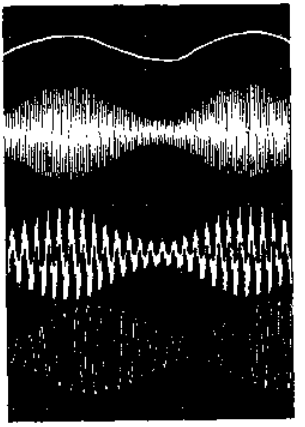


图 3.18 超外差的工作原理

图 3.19 放大了图 3.18(3)和(4)的时间轴。由这两个图不难理解载波为 200kHz 的 AM 波变换成载波为 50kHz 的 AM 波的过程吧![1]

超外差接收机结构上使 ω_0 与接收波 ω 的调谐电路连动变化,并使其差值 ω_1 总是保持不变。例如,在商用频率的广播发送

1) 这种实验若只是集中 3 台振荡器,并不能得到静止图像。这里调制信号、载波、局部振荡都是同步的,故能在示波器上得到静止图像。

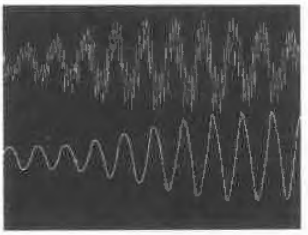


图 3.19　放大时间轴显示上图 3.18 的(3)和(4)

接收机上，JIS 标准规定中间频率 f_i 取 455kHz。这样若将中间频率 f_i 规定为定值，则放大器可使用多个调谐电路，这样不仅便于取大增益，还可得到陡直的截断特性，因此很容易将邻接电波分离出来。

3.5.5　频分多路通信方式的概念

图 3.20 是频分多路通信的原理图。图中 ch1 ~ ch6 是电话声音输入端子[1]。其带宽为 300 ~ 3400Hz，频谱图上用阴影三角形表示。

以 ch1 为例进行说明。先以 12kHz 作为副载波生成 BSB，再用带通滤波器 (12-16) 取出其上边带波 (12 ~ 16kHz)[2]，得到 ch1 的 SSB 输出[3]。下面用同样的操作 ch1 ~ ch3 作为 out1 排列在 12 ~ 24kHz 的频率轴上[4]，如频谱图所示。

通过完全相同的操作，ch4 ~ ch6 作为 out2，排列在 12 ~ 24kHz 的范围[5]。将这 3 个通道一起统称为前群，用长三角形表示。

将前群 out1 再以 84kHz 作为副载波，调制生成 BSB，取其下边带波，则在 60 ~ 72kHz[6]间按ch3、ch2、ch1 的顺序逆序排序。同

1)　ch 是 channel(通道)的简称。

2)　准确地讲，用 12kHz 调制 ch1 生成 BSB 时的上边带波，具有 12.3 ~ 15.4kHz 的频谱，其它通道也一样。

3)　带通滤波器(12-16)表示允许 12 ~ 16kHz 带宽通过。准确地讲，如前所述，具有 12.3 ~ 15.4kHz 的通过带宽。其它滤波器也相同。

4), 5)　准确值为 12.3 ~ 23.4kHz。

6)　准确值为 60.6 ~ 71.7kHz。

理，前群 out2 以 96kHz 为副载波调制，得到 BSB，取其下边带波，则在 72～84kHz 间按 ch6、ch5、ch4 的顺序排列。再以 108、120 作为副载波并列到其上，则在 60～108 的 48kHz 带宽间，每隔 4kHz 就排列着 12ch 的电话声音，称之为基础群。

采用类似操作，将几个基础群并列起来构成超群。这样，排列逐渐变长，然后将几个 ch 并列在一起，用同轴电缆或微波发送。为将它们加载到微波上，这个总括信号要进行调频（如下章所述）。在解调时，也要依次采取相反的操作，还原到原来的 300～3400Hz。

由于它是分割频率轴，将多个电话一起发送的，因此称为频分多路通信（frequency division multiplex；简称 FDM）。由于它使用载波也称为载波电话（carrier telephony）。若在长途电话的中继上采用这种 FDM 方式，那么原封不动的声音信号不能传送到较远距离。

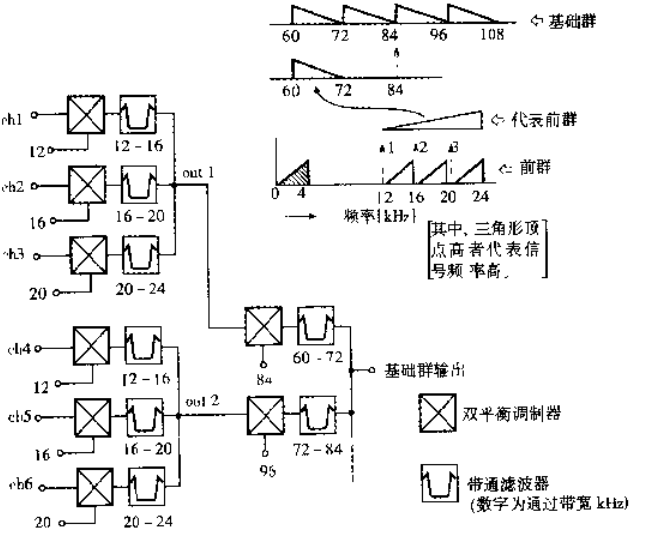


图 3.20 频分多路通信的原理

4

调频与调相的设计方法

本章学习目的与内容

调频和调相有很多类似之处，可采取共同的设计方法。本章将明确两者产生的异同，同时学习这两种调制方法。

要理解调频和调相必须使用贝塞尔函数，但考虑到这会给大家的理解带来一定困难，故将其公式的推导及展开收集在附录中，本文只引用其结果进行说明。这一点与其它章的叙述形式有所不同，请各位在理解笔者的意图之后再进行本章的学习。

4.1　调频和调相的特征

考察一下调频和调相共有的特征。首先两者的调制及解调都比调幅复杂，不能用作普通的广播发送之类的简单通信方式。其次，当信号的频带宽度相同时，它们的占有频带宽度要比调幅波宽，载波至少要使用 VHF 带[1]，在实际通信中多采用微波带[2]、毫米波带[3]，因此其服务区域[4]被限制在可视范围。

尽管有上述缺点的诸多制约，但与载波的性质相反，它有对可视范围之外的地区干扰小的优点。另外，电波的性质与光线类似，因而可使用指向性天线、使限定的发送功率向接收天线集束。而且它本质上具有不易受外来噪音干扰的强度，可以提供调幅不可能达到的高质量通信方式，这是一个很大的特点。

举几个身边的例子，采用这一特点的有：音乐广播（FM 广播）、电视声音发送等，此外也广泛应用于公用通信（电话）、数据通信等将多个线路的信息一起加载到载波上的多路通信方式及宇宙通信等方面。

4.2　调频波的生成

使角频率为 $\Omega(t)$[5] 的正弦波[6] 的角频率与调制信号的振幅成比例地变化的调制方法称为调频（frequency modulation；简称 FM）。

1）　频率从 30MHz～300MHz 的范围称为 **VHF** 带（超短波带），从该频带开始电波与光性质相似，直进性很强。

2）　频率从 300MHz～3000MHz 的范围称为 **UHF** 带，3GHz～30GHz 范围称为 **SHF** 带，二者统称为极超短波带或微波带。

3）　频率从 30GHz～300GHz 的范围称 **EHF** 带，用波长表示即 1～10mm，故称为毫米波带。

4）　服务区域指发送电波以良好的质量可达到的范围。

5）　Ω 是 ω 的大写。

6）　将正弦波和余弦波统称为正弦曲线。本章中正弦波代表正弦曲线。

为简化设计，这里用振幅为 A_m、频率为 p 的余弦波调制 $\Omega(t)$。假设调制结果为载波的角频率以 ω 为中心，改变了 $\Delta\omega\cos pt$，则该调频波的角频率 $\Omega_{FM}(t)$ 可表示为

$$\Omega_{FM}(t) = \omega + \Delta\omega\cos pt \tag{4.1}$$

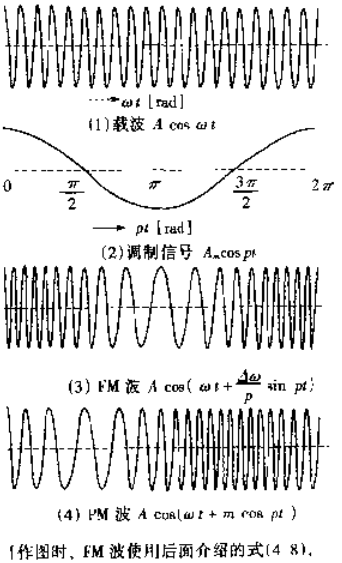
其中 ω：载波的中心角频率　　f：载波的中心频率

p：调制信号的角频率　　f_m：调制信号的频率

在式(4.1)中

$$\Delta\omega\cos pt = 2\pi\Delta f\cos pt \tag{4.2}$$

它代表载波频率随着调制信号从中心频率 f 处推移的值，称为频率偏移(frequency deviation)，Δf 称为最大频率偏移。



[作图时，FM 波使用后面介绍的式(4.8)，取 $\omega t = 20pt$，$m = \Delta\omega/p = 12$rad，$\phi_0 = 0$]

图 4.1 FM 与 PM 的概念[1]

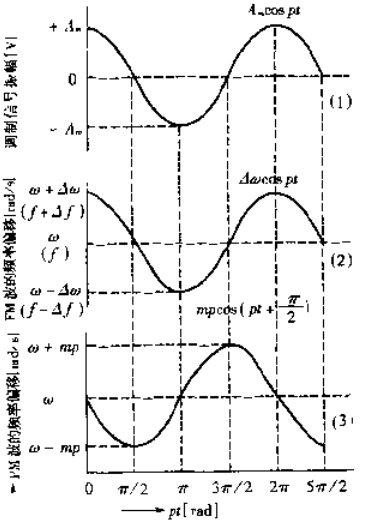


图 4.2 FM 与 PM 的频率偏移与调制信号的关系($m_f = \Delta\omega$，$\phi_0 = 0$ 时)[2]

画出具有式(4.1)所示角频率的 FM 波的波形如图 4.1(3)，调制信号(2)的振幅为正值时，FM 波密集；为负值时，FM 波稀疏，

1),2) 该图是群马大学清水贤资教授用计算机绘制的。

形成这种疏密波，但振幅不变[1]。调制信号的振幅和频率偏移的关系如图 4.2(2)所示。

4.3　调相波的生成

使振幅为常量 A 的余弦波

$$v_c(t) = A\cos\theta(t) = A\cos\overbrace{\{\omega t + \phi(t) + \phi_0\}}^{\theta(t)} \tag{4.3}$$

的相位 $\theta(t)$ 与信号振幅成比例地变化的调制法称为调相 (phase modulation; 简称 PM)

这里为简化设计，假设用振幅为 A_m、频率为 p 的余弦波调制 $v_c(t)$。设调制结果为：载波的相位 $\theta(t)$ 以初相位 ϕ_0 为中心，改变了 $m\cos pt$，则该调相波 $v_{PM}(t)$ 可表示为[2]

$$v_{PM}(t) = A\cos(\omega t + m\cos pt + \phi_0) \tag{4.4}$$

其中 m 称为调制指数[3] (modulation index)，其它符号同式 (4.1)。

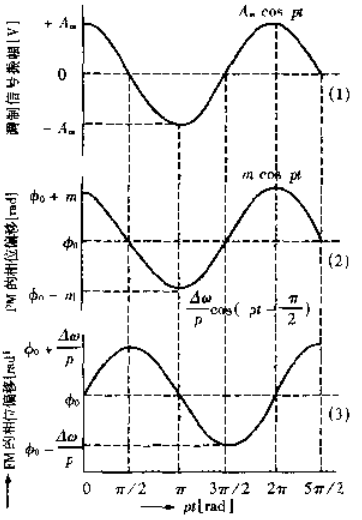
在式 (4.4) 中，$m\cos pt$ 表示载波的相位以初相位 ϕ_0 为中心，随着调制信号而推移的角度、称为相位偏移 (phase deviation)。m 是最大相位偏移。

将式 (4.4) 所示的 PM 波表示成波形如图 4.1(4)，它是与 FM 波非常相似的疏密波，振幅不变这一点也相同。但是 PM 波疏密的相位一般比 FM 波快 $\pi/2$。调制信号的振幅与相位偏移的关系如图 4.3(2)所示。

1) 在作波形图时，使用后面介绍的式(4.8)。

2) 为便于考虑，$\omega t = 2n\pi$[rad](n:正整数)点。而且初相位 ϕ_0 也可取为 0。

3) 有时也称相位调制指数，m 是无因次的，单位为角度的单位。



[纵轴是在 $\omega t=2n\pi$(n 为正整数)点上作图]

图 4.3 PM 与 FM 的相位偏移和调制 信号的关系($m=\Delta\omega/p$)

4.4 调频波与调相波的比较

4.4.1 瞬时相位与瞬时角频率的关系

若振幅为 A 的向量每单位时间的转数即角频率为 $\Omega(t)$ [rad/s] ,则任意一个从基准时间 t_0 经过 t 时的转角 $\theta(t)$可用$\Omega(t)$关于时间 t 从 t_0 到 t 的积分来表示。即

$$\theta(t)=\int_{t_0}^{t}\Omega(t)\mathrm{d}t \quad [\mathrm{rad}] \tag{4.5}$$

这里的 $\theta(t)$称为瞬时相位(instantaneous phase angle)。

那么根据上述定义,角频率为一常量 ω 的正弦波的瞬时相位为

$$\theta(t)=\int_{t_0}^{t}\omega\mathrm{d}t=[\omega t]_{t_0}^{t}=\omega t-\omega t_0 \quad [\mathrm{rad}]$$

$-\omega t_0$ 是 $t=t_0$ 时 $\theta(t)$的初值,称为*初相位*,单位为角度的单位。

这里若将它改写成 ϕ_0，则振幅为 A、角频率为 ω 的余弦波的瞬时值 $v(t)$，可如我们熟知的那样表示为

$$v(t) = A\cos\theta(t) = A\cos(\omega t + \phi_0) \tag{4.6}$$

这里再强调一次，ωt 代表向量 A 在 t 时间内旋转的角度。

调频波的角频率 $\Omega_{FM}(t)$ 如式(4.1)所示，为

$$\Omega_{FM}(t) = \omega + \Delta\omega\cos pt \quad [\text{rad/s}]$$

该调频波的瞬时相位 $\theta(t)$ 为

$$\theta(t) = \int_0^t \Omega_{FM}(t)dt = \left[\omega t + \frac{\Delta\omega}{p}\sin pt\right]_0^t$$

$$= \omega t + \frac{\Delta\omega}{p}\sin pt + \phi_0 \quad [\text{rad}] \tag{4.7}$$

而　　$\phi_0 = -\left(\frac{\Delta\omega}{p}\sin pt_1 + \omega t_1\right)$

故调频波的瞬时振幅 $v_{FM}(t)$ 为

$$v_{FM}(t) = A\cos\theta(t) = A\cos\left\{\omega t + \frac{\Delta\omega}{p}\sin pt + \phi_0\right\} \tag{4.8}$$

将式(4.8)称为调频波的调角表示，称$(\Delta\omega/p)$为调制指数[1]。

另外，式(4.6)所示的余弦波 $v(t)$ 的瞬时相位 $\theta(t)$，对时间 t 的微分 $d\theta(t)/dt$ 表示向量 A 每微小时间的转数，即角频率，故称为瞬时角频率 (instantaneous angular frequency)，表示为频率[2] 则称为瞬时频率。例如，式(4.6)的瞬时角频率 $\Omega(t)$ 为

$$\Omega(t) = \frac{d\theta(t)}{dt} = \frac{d}{dt}(\omega t + \phi_0) = \omega \tag{4.9}$$

它是常值 ω。

式(4.4)所示的调相波的瞬时角频率 $\Omega_{PM}(t)$ 为

$$\Omega_{PM}(t) = \frac{d\theta(t)}{dt} = \frac{d}{dt}(\omega t + m\cos pt + \phi_0)$$

$$\Omega_{PM}(t) = \omega - mp\sin pt \quad [\text{rad/s}] \tag{4.10}$$

1)　与相位调制指数对应，也称为频率调制指数。

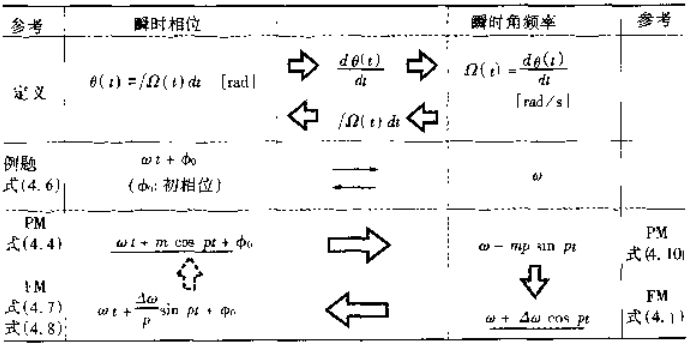
2)　用 2π 除瞬时角频率即得瞬时频率。

其中 mp 是将调相波看作调频波时的最大频率偏移。

下面回顾一下式(4.1)。其中 $\Omega_{FM}(t)$称为角频率,但实际上它就是调频波的瞬时角频率,这一点无需重申大家就会明白。

总结 PM 和 FM 的瞬时相位和瞬时角频率的关系如表 4.1 所示。

表 4.1 PM 和 FM 的瞬时相位和瞬时角频率的关系



4.4.2 调频和调相的相似性

参考表 4.1 讨论一下 FM 波和 PM 波的相似性。

式 (4.4) 所示的 PM 波的瞬时角频率为式 (4.10),若将它与 FM 波的瞬时角频率即式 (4.1) (虚箭头方向) 对比,可知 mp 和 $\Delta\omega$ 对应,调制信号引起的频率偏移的相位快了 $\pi/2$,但式子的特征完全相同。由此可知,换个角度看 PM 波就是 FM 波。

若就式 (4.10) 研究角频率偏移和调制信号振幅的关系,则 PM 波的瞬时角频率如图 4.2(3) 所示。注意角频率偏移比 FM 快 $\pi/2$。

反之,若着眼于瞬时相位,则用式(4.1)表示的 FM 波。即为式(4.7)。将它与 PM 波的瞬时相位即式(4.4)(虚箭头方向)对比可知:$\Delta\omega/p$ 与 m 对应,调制信号引起的相位偏移慢了 $\pi/2$,而式子的特征完全相同,由此可见换个角度看 FM 波就是调相波。因此,着眼于 FM 波的瞬时相位,将用式 (4.8) 表示的 FM 波称为调频波的调相表示或调角表示。

若就 FM 波的瞬时相位，即式(4.7)研究相位偏移和调制信号振幅的关系，则如图 4.3(3)所示。注意相位偏移比 PM 波慢 $\pi/2$。

这样 PM 波和 FM 波既可用调频形式来考虑，也可用调相形式表示，因此有时将两者统称为调角 (angle medulation) 或广义的调频。本书中为避免混淆，当统称两者时称调角，用调角表示其表达式。单指调频(FM)及调相(PM)时，只限于狭义。在规定这些之后继续下面的讨论。

由以上的说明可知，用角频率为 p 的单一频率的正弦波，调制的 PM 及 FM 可分别用调角表示，如式(4.4)和式(4.8)所示，为便于下面的讨论，现在重写一次两式。

$$v_{PM}(t) = A\cos(\omega t + m\cos pt + \phi_0) \tag{4.4}$$

$$v_{FM}(t) = A\cos\left\{\omega t + \frac{\Delta\omega}{p}\cos\left(pt - \frac{\pi}{2}\right) + \phi_0\right\} \tag{4.8}$$

若调制使二者之间有

$$\frac{\Delta\omega}{p} = m \tag{4.11}$$

成立，则 PM 和 FM 间除了 FM 的相位偏移比调制信号慢 $\pi/2$ 外，无其它差异。图 4.1、图 4.2、图 4.3 作出了式(4.11)成立时的图形。

4.4.3 调频和调相的不同点

若采用调角表示，调制指数直接表示最大相位偏移。下面用调角的表示形式 FM 和 PM 的式 (4.4) 和式 (4.8)，比较一下相位偏移问题。(注意看表 4.1 的左半部分比较简便)。

若调制指数 m 不变，则 PM 的最大相位偏移与调制信号的角频率 p 无关为常量。图 4.4(1)表示了该关系。

相反，如式(4.8)所示，FM 的调制指数为 $\Delta\omega/p$，与调制信号的角频率 p 成反比。若保持最大角频率偏移 $\Delta\omega$ 为常数，则需要保证 p 小时，调制指数即最大相位偏移 $\Delta\omega/p$ 大，反之 p 大时，调制指数小，只在某个特定的 $p1$ 点上有式 (4.11) $m = \Delta\omega/p$ 成立，图 4.4(2)表示了该关系。

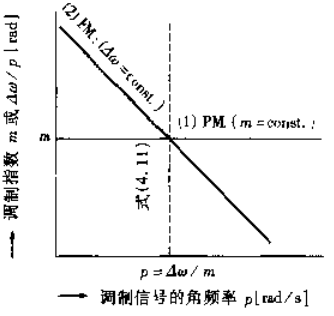


图 4.4 调制指数(最大相位偏移)与调制频率的关系

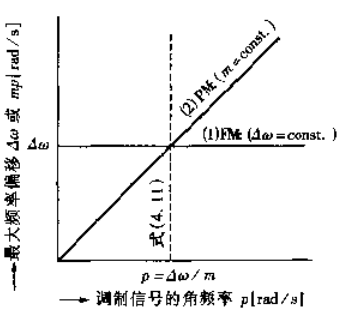


图 4.5 最大频率偏移与调制频率的关系

下面将 FM 和 PM 都看成广义的调频波，并着眼于其瞬时角频率(参见表 4.1 的右半部分比较方便)。

FM 波的最大角频率偏移 $\Delta\omega$ 与调制信号的角频率无关，图 4.5(1)表示了该关系。反之，PM 的最大角频率偏移为 mp，与 p 成比例地增大。若保持最大相位偏移 m 不变，则 p 小时最大角频率偏移 mp 也小，p 大时角频率偏移变大，只在某特定的 $p1$ 点有(4.11) $mp = \Delta\omega$ 成立。图 4.5(2)表示了该关系。

4.4.4 调角波的占有频带宽度

在讨论占有频带宽度时，若不考虑调角波的频谱则称不上是严密的考虑方法。这里着眼于调角波的瞬时角频率，通过式(4.1)和式(4.10)概念性的把握调角波，为便于后面讨论，先进行一下前面的整理。

如式(4.1)或图 4.5 所示，FM 的最大角频率偏移为 $\Delta\omega$，故若用滤波器截断大于 $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$ 的频谱，则 FM 波所具有的频谱中

$$\left.\begin{aligned} &\text{最低频率} \quad f_1 = (\omega - \Delta\omega)/2\pi \\ &\text{最高频率} \quad f_2 = (\omega + \Delta\omega)/2\pi \end{aligned}\right\} \tag{4.12}$$

故占有频带宽度 B 为

$$B = f_2 - f_1 = \frac{\Delta\omega}{\pi} = \frac{2\pi\Delta f}{\pi} = 2\Delta f \tag{4.13}$$

它与调制信号的角频率 p 无关，是不变值。在使用电波发送即使用空间作为发送媒体时，它可以有效利用被分配的允许频带宽度，这是非常有利的。

反之，如式 (4.10) 或图 4.5 所示，PM 的最大角频率偏移为 mp，若截断大于 mp 的频谱，且调制指数 m 保持不变，则

$$B = \frac{mp}{\pi} = 2mf_m \quad (p = 2\pi f_m) \tag{4.14}$$

占有频带宽度与调制信号的频率 f_m 成比例。因此，若确定 m 使调制信号的最大频率 $f_{m\cdot max}$ 点成为允许频带宽度，则通常比它低的频率范围不能有效利用允许范围。

因此，在诸如 FM 发送、多路电话及电视图像信号的中继等调制信号频率范围宽的场合，FM 是有利的，而很少使用 PM。

而在像数字符号等调制信号的频率较低，并且频带宽度窄的场合，因为即使进行深度调相，其占有频率宽度仍然很窄，所以可将多个数字符号多路化后，容纳在普通电话线路的带宽中。因此在数据发送方面多使用 PM。

4.5　调角波的频谱和占有频带宽度

在用调角表示的 PM 及 FM 中，若式(4.11)所示的 $m = \Delta\omega/p$ 的关系式成立，则式(4.4)及式(4.8)可写为

$$v_M(t) = A\cos(\omega t + m\cos pt + \phi_0) \quad (\text{PM}) \tag{4.15a}$$

$$v_M(t) = A\cos(\omega t + m\sin pt + \phi_0) \quad (\text{FM}) \tag{4.15b}$$

但 FM 的调制指数 m 为 $\Delta\omega/p$，而作为常数的初相位 ϕ_0，PM 和 FM 取不同值。

展开式(4.15a)有

$$\begin{aligned} v_M(t) &= A\cos[(\omega t + \phi_0) + m\cos pt] \\ &= A\cos(\omega t + \phi_0)\cos(m\cos pt) \\ &\quad - A\sin(\omega t + \phi_0)\sin(m\cos pt) \end{aligned} \tag{4.16}$$

再代入第 1 种贝塞尔函数，并按照附录 3 的推理过程，式 (4.16) 可展开为

$$v_M(t)=\overbrace{AJ_0(m)\cos(\omega t+\phi_0)}^{\text{载波}}$$

$$+A\sum_{n=2,4\cdots}^{\infty}(-1)^{n/2}J_n(m)\left[\overbrace{\cos\{(\omega+np)t+\phi_0\}}^{\text{偶数次上边带波}}\right.$$

$$\left.+\overbrace{\cos\{(\omega-np)t+\phi_0\}}^{\text{偶数次下边带波}}\right]$$

$$-A\sum_{n=1,3\cdots}^{\infty}(-1)^{(n-1)/2}J_n(m)\left[\overbrace{\sin\{(\omega+np)t+\phi_0\}}^{\text{奇数次上边带波}}\right.$$

$$\left.+\overbrace{\sin\{(\omega-np)t+\phi_0\}}^{\text{奇数次下边带波}}\right] \tag{4.17}$$

表 4.2 调角波的频谱

n	角频率	载波	上边带波	下边带波	$m=0.5$ 时	$m=5$ 时
0	ω	$J_0(m)$			0.9385	0.1776
1	$\omega+p$		$J_1(m)$		0.2423	0.3276
	$\omega-p$			$J_1(m)$		
2	$\omega+2p$		$J_2(m)$		0.0306	0.0466
	$\omega-2p$			$J_2(m)$		
3	$\omega+3p$		$J_3(m)$		0.0026	0.3648
	$\omega-3p$			$J_3(m)$		
						$J_4(5)=0.3912$
n	$\omega+np$		$J_n(m)$			$J_5(5)=0.2611$
	$\omega-np$			$J_n(m)$		$J_6(5)=0.1310$
						$J_7(5)=0.0534$
						$J_8(5)=0.0184$
备注	用振幅绝对值表示。 式(4.17)中取 $A=1$。 应用式(4.18)时，下边带波取 $-n$。					

按附录 4 所示的过程推导，可整理为[1]

$$v_M(t) = A\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m)\cos\left[(\omega + np)t + n\frac{\pi}{2} + \phi_0\right] \qquad (4.18)$$

下面考虑一下调角波 $v_M(t)$ 的频谱，为简化设计，着眼于振幅的绝对值，可得到表 4.2。$m = 0.5$ 及 $m = 5$ 时的频谱图如图 4.6 所示。

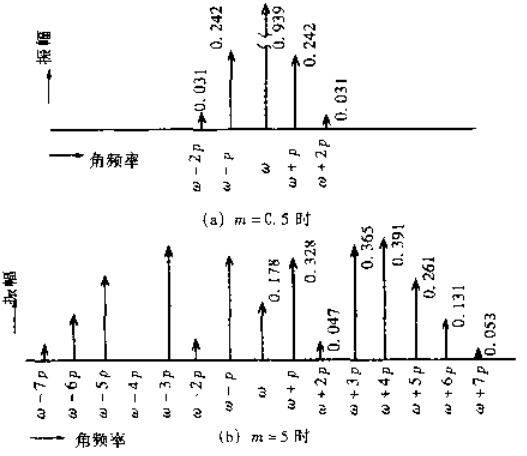


图 4.6　调角波的频谱(表示振幅的绝对值)

由图 4.6 的结果可知，尽管是用单一正弦波 p 调制，但当调制指数 m 大时，会产生阶次非常高的边带波，它明显不同于调幅波的边带波，因调幅波的边带波只有 $\omega \pm p$ 两个边带波。

由式(4.17)可见，调角的占有频带宽度，理论上可以宽到无限大频率，故在包含到具有 95% 的调制波总能量的边带波后，约束占有频率宽度，用滤波器去除其余的边带波。这是因为尽管去除了低于总能量 5% 的边带波，但失真影响不大，由此还可防止占

1)　展开式(4.15b)可得到将式(4.16)中的 $m\cos pt$ 改写 $m\sin pt$ 的式子，从附录 3 的注解中可知，它仅仅是将表示式(4.17)边带波的项 cos 改成 sin。只着眼于频谱的绝对值时，式(4.15)表明两者有同样的性质，故对于 PM 及 FM 的频谱，可从式(4.15)中任取一个进行同样的考虑，这里使用了 PM。

有频带宽度无限大。一般在调角时，以 $m=0.5$ 为界限，大于 0.5 称宽带调角，小于 0.5 称窄带调角。在习题中可明确其含义。

练习题 1 就调角波的调制指数 m 为 0.5 及 1.0 的情况，求其占有频带宽度

解 1: $m=0.5$ 时

在式(4.17)中取 $A=1$，如表 4.2 所示

载波的振幅 $J_0(0.5)=0.9385$

第 1 边带波 $(\omega+p)$ 及 $(\omega-p)$ 的振幅 $J_1(0.5)=0.2423$

因为各频谱的功率与电压振幅的平方成比例，所以若设调制波的总功率为 1，则载波和两第 1 边带波的总能量比 $E_{(1)}$ 为

$$E_{(1)}=(0.9385)^2+(0.2423)^2\times 2=0.997$$

即载波和两第 1 边带波包含 99.7% 的能量，故考虑到第 1 边带波即可，则占有频带宽度 B 为

$$B=\frac{\omega+p}{2\pi}-\frac{\omega-p}{2\pi}=\frac{p}{\pi}\quad [\mathrm{Hz}] \tag{4.19}$$

可见只研究占有频带宽度时它与调幅波类似。

解 2: $m=1.0$ 时

根据贝塞尔函数表有

$$J_0(1)=0.7652\qquad J_1(1)=0.4401$$

若取调制波的总功率为 1，则考虑到第 1 边带波的总功率比 $E_{(1)}$ 为

$$E_{(1)}=(0.7652)^2+(0.4401)^2\times 2=0.973$$

考虑到第 1 边带波时占 97% 的功率，故似乎占有频带宽度考虑到第 1 边带波就可以了，并认为与式(4.19)相同。

不过，这个结论有些不可靠。这是因为式(4.17)的调制信号是单一角频率 p 的正弦波，一般的调制信号并不是正弦波，若调制信号由多个正弦波的和组成，则存在 p 的高次谐波，所以不难推断上述的简单计算并不充分，将窄带调角的界限取为 $m\leqslant 0.5$ 的理由也是如此。

喜安及宫田详细讨论了用正弦波之外的其它波形调制时的调角波所需频带宽度。喜安假定以超多路载波电话为调制信号，作为频谱分布近似的信号源，在用均匀分布的噪声调制时，计算所需带宽。宫田讨论了用方波调制的情况，认为在单一信道的音

乐发送情况下，方波可以充分近似。这里仅引用后者的结果。

调角波的占有频带宽度

$m \leqslant 1$ 时

$(\Delta\omega/2\pi)$、$(p_{max}/2\pi)$中的最大者的2倍　　(4.20)

p_{max}：调制信号中包含的最高角频率成分

$m \geqslant 1$ 时

$(m+1)p_{max}/2\pi$ 的2倍　　(4.21)

$(m+1)$代表所需带宽内包含的阶次最高的边带波的序号。

练习题2　讨论式(4.20)的可靠性。

解：　在练习题1中，可知用单一频率的正弦波调制且 $m=1.0$ 时，考虑到第1边带波时占总功率的97%。在用多个正弦波的和组成的信号调制时，设调制信号中包含的最高角频率成分为 p_{max}，则第1边带波中不包含大于 p_{max} 的角频率成分，因此不必考虑练习题1中解2的最后3行指出的问题。因此，考虑到 p_{max} 的第1边带波就足够了。此时

最低频率　$f_1=(\omega-p_{max})/2\pi$

最高频率　$f_2=(\omega+p_{max})/2\pi$

故占有频带宽度 B 为

$$B=f_2-f_1=2(p_{max}/2\pi)$$

它表示式(4.20)的后一种情况。

若将滤波器放在调角器的输出电路上，用以截断大于 $\Delta\omega$ 的边带波，则当 $p_{max}>\Delta\omega$ 时，大于 $\Delta\omega$ 的边带波都被抑制了，故此时的占有频带宽度不会超过 $2(\Delta\omega/2\pi)$。由此可知式(4.20)具有可靠性，而 $m\leqslant 1$ 的情况，在介绍概念的4.4节中已经考虑得很充分。

练习题3　讨论 $m=3.0$，$m=5.0$ 时式(4.21)的可靠性。

解1：　$m=3.0$ 时

将 $m=3$ 代入式(4.21)，则 $m+1=4$。在式(4.17)中，置 $A=1$，则到 $m+1=4$ 的各频谱的振幅为

载波的振幅　　$J_0(3)=0.2601$

第 1 边带波$(\omega+p)$,$(\omega-p)$的振幅 $J_1(3)=0.3391$

第 2 边带波$(\omega+2p)$,$(\omega-2p)$的振幅 $J_2(3)=0.4861$

第 3 边带波$(\omega+3p)$,$(\omega-3p)$的振幅 $J_3(3)=0.3091$

第 4 边带波$(\omega+4p)$,$(\omega-4p)$的振幅 $J_4(3)=0.1320$

某波和取到第 4 阶边带波的总能量比 $E_{(4)}$为

$$E_{(4)}=(0.2601)^2+(0.3391)^2\times2+(0.4861)^2\times2+(0.3091)^2\times2+(0.1320)^2\times2=0.996$$

取到第 4 阶则包含 99.6% 的能量,这已经足够了。

在此若取到第 3 阶边带波的和 $E_{(3)}$ 为 0.961，乍一看来似乎到第 3 阶边带波也足够了。但正如练习题 1 所指出的，它不适于用正弦波以外的一般波形调制的情况。

解 2: $m=5.0$ 时

与前面的解相同，$m+1=5+1=6$,到 6 阶的频谱的总能量比 $E_{(6)}$为(参见表 4.2)。

$$E_{(6)}=\{J_0(5)\}^2+2\{J_1(5)\}^2+2\{J_2(5)\}^2+\cdots+2\{J_6(5)\}^2$$

$$E_{(6)}=(0.1776)^2+2(0.3276)^2+2(0.0466)^2+2(0.3648)^2+2(0.3912)^2+2(0.2611)^2+2(0.1310)^2=0.993$$

可见包含 99.3% 已经足够了。若求出取到第 5 阶边带波的 $E_{(5)}$为 0.959，乍一看似乎很充分可以接受，同理，它不适于用正弦波之外的波形调制的情况。

4.6 调角波的向量表示

在调制指数 m 小于 0.5 的窄带调角中,边带波可以只考虑到第 1 阶,因此式(4.17)中只剩下 $n=1$ 项(参见练习题 1),有

$$v_M(t)=AJ_0(m)\cos(\omega t+\phi_0)-AJ_1(m)[\sin\{(\omega+p)t+\phi_0\}+\sin\{(\omega-p)t+\phi_0\}] \quad (4.22)$$

(窄带调角)

整理之后可写成下式

$$v_M(t) = \underbrace{AJ_0(m)\cos(\omega t + \phi_0)}_{\text{载波}} + \underbrace{AJ_1(m)\left[\cos\left\{(\omega + p)t + \phi_0 + \frac{\pi}{2}\right\}\right.}_{\text{上边带波}} + \underbrace{\left.\cos\left\{(\omega - p)t + \phi_0 + \frac{\pi}{2}\right\}\right]}_{\text{下边带波}} \tag{4.23}$$

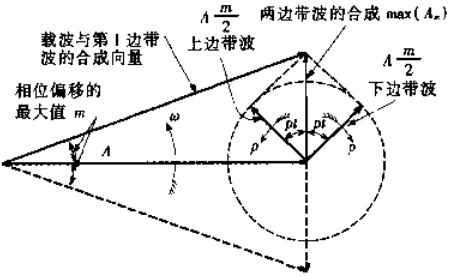
再将式(4.23)改写成易于理解的形式,附录5是 m 非常小的情况下的贝塞尔函数的近似式。根据该近似式取

$$J_0(m) \approx 1 \qquad J_1(m) \approx m/2$$

因此,若 m 非常小,式(4.23)可写为

$$v_M(t) = A\cos(\omega t + \phi_0) + A\frac{m}{2}\left[\cos\left\{(\omega + p)t + \phi_0 + \frac{\pi}{2}\right\} + \cos\left\{(\omega - p)t + \phi_0 + \frac{\pi}{2}\right\}\right] \tag{4.24}$$

这是与调幅的表达式(2.5)非常相似的形式。将它画成向量图,可以理解两者的不同之处。



[式(4.20)中,取 $\omega t = 2n\pi$(n 为正整数),$\phi_0 = 0$ 来作图]

图 4.7　调角波的向量表示

图4.7是式(4.24)的向量表示。在振幅为 A,角频率为 ω 的载波向量的尖端,存在着比它快 $\pi/2$ 的振幅为 $A(m/2)$ 的两个边带波向量,而且边带波向量相互共轭,并以角频率 p 互相反向回

转，所以边带波的合成向量通常取与载波向量垂直的正值或负值。由结果可见载波向量的振幅 A 不变，以调制信号的角频率 p 在最大相位偏移 $\pm m$ 的范围内摆动。

4.7 调频电路

为得到调频波，有直接得到调频波的调制电路和从调相波变换到调频波的电路，两者差别很大。本节讨论前者即直接得到调频波的电路。

直接调频电路结构如下：设置一个没有调制信号时，以中心频率 ω 振荡的 LC 振荡器，其槽路中并联配置着与信号成比例变化的电容或电感，振荡频率随着调制信号的变化产生 $\pm \Delta\omega$ 的推移。原理上振荡器不能使用晶体控制。

4.7.1 采用变容二极管的调频器

众所周知，逆偏压的二极管，其耗尽层与逆偏压的大小成比例地扩大，所以逆偏压越大，耗尽层电容越小。若将调制信号叠加在逆偏压上，则可用调制信号改变电容。专用于该目的而加工的二极管称为变容二极管。

图 4.8 是变容二极管构成的调频器的实例。在振荡器的槽路上并联着变容二极管 D。在电感 L 不变的振荡器上，其振荡频率的变化与电容 C 变化的 1/2 次方成比例，所以若变容二极管的电容变化与调制信号振幅平方成比例，则可实现直线调制。实际上若

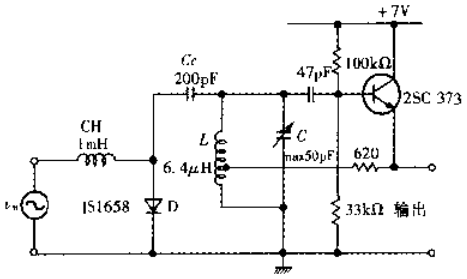


图 4.8 变容二极管构成的调频器的实例

取直流 0 偏压，在小于 0.2V 的信号下使用二极管，则二极管的电容变化基本可看成平方特性。

图 4.8 中 C_C 是防止用 L 短路调制信号 v_m 的截止电容，CH 是防止用调制信号源 v_m 短路槽路的扼流圈。本例取中心频率为 5.5MHz，信号为 ±0.3V(DC)，得到约 ±10kHz 的频率偏移。

实际上，通常都要后接倍频器[1] (multiplier) 用于增大中心频率及频率偏移。

练习题 4　说明调频器上倍频器的使用目的及作用。

解：　设在图 4.8 的调频器上得到了

$$v_{FM}'(t) = A\cos\{\omega t + (\Delta\omega/p)\sin pt\} \quad (4.25)$$

（忽略初相位）

若使之通过倍频比为 N 的倍频器则得到

$$v_{FM}(t) = A\cos\{N\omega t + N(\Delta\omega/p)\sin pt\} \quad (4.26)$$

调制指数由 $\Delta\omega/p$ 增大到 $N\Delta\omega/p$。由此将频率偏移增大到所希望的范围。但必须选择 ω 及 N 使倍频后的 $N\omega$ 满足所希望的值。由于倍频也增大了中心频率的变动，所以一般 N 取 10 左右的值。

由变容二极管构成的调频器，结构简单，但难以实现深度直线调制。又因为它是半导体元件，电容的温度影响系数大及振荡器本身不能采用晶体控制等，本质上具有中心频率不稳定的因素。因此如图 4.8 所示，将多个二极管并联起来进行深度调制，在试验上是可行的，但在实用中却难以提供稳定度。

在这类调频器中（包括后面介绍的电抗晶体管方式），为稳定中心频率需要自动频率控制(AFC)。在第 5 章中将介绍 AFC。

4.7.2　电抗晶体管

将等价地具有电容或电感性质的晶体管电路称为电抗晶体管。

(a)　电容晶体管

图 4.9 是电容晶体管的原理结构图。晶体管用 J-FET 表示，用

1)　频率加倍简称倍频。

MOS-FET 也相同。当然要加偏压使工作点处于 A 级，这在图面上省略了。

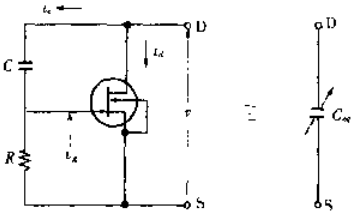


图 4.9 电容晶体管的原理

设 D-S 间电压为 v，流入电容器 C 的电流为 i_c，则门电压 v_g 为

$$v_g = i_c R = v \frac{R}{R + (\frac{1}{j\omega C})} = v \frac{1}{1 + (\frac{1}{j\omega CR})}$$

故漏极电流 i_d 为

$$i_d = g_m v_g = v \frac{g_m}{1 + (\frac{1}{j\omega CR})} \tag{4.27}$$

其中，g_m 是晶体管的互导。

如果 C 值非常小，满足

$$|i_c| \ll |i_d|$$

则漏极 - 源极间的 2 端子阻抗 Z_{DS} 为

$$Z_{DS} = \frac{v}{i_d} = \frac{1}{g_m}(1 + \frac{1}{j\omega CR}) \tag{4.28}$$

若 CR 的时间常数非常小，满足

$$\omega CR \ll 1$$

则有

$$Z_{DS} = \frac{1}{j\omega(g_m CR)} \tag{4.29}$$

所以 D-S 端子间的等价电容 C_{eq} 可以看作

$$C_{eq} = g_m CR \tag{4.30}$$

若能使晶体管的互导 g_m 与信号成比例地变化，则可得到与信号成比例变化的等价电容。

图 4.10 是双门 FET[1] 构成的电容晶体管，将信号加到第 2 门上，就可改变 g_m。C_B 将第 2 门高频接地，用于减小漏极 - 第 1 门间的电容。

(b)　电感晶体管

图 4.11 是电感晶体管的结构原理，设 D-S 间电压为 v，流入电阻 R 的电流为 i_R，则门电压 v_g 为

$$v_g = \frac{1}{j\omega C} i_R = v \frac{\dfrac{1}{j\omega C}}{R + \left(\dfrac{1}{j\omega C}\right)} = v \frac{1}{1 + j\omega CR}$$

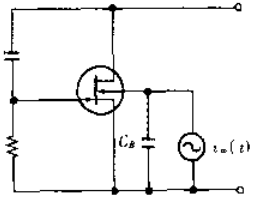


图 4.10　双门 FET 的 g_m 调制法的原理

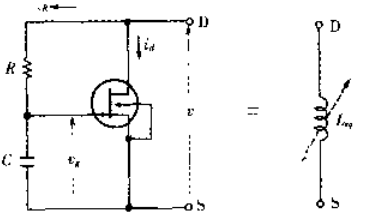


图 4.11　电感晶体管的原理

故漏极电流 i_d 为

$$i_d = g_m v_g = v \frac{g_m}{1 + j\omega CR} \tag{4.31}$$

若 R 值非常大，满足

$$|i_R| \ll |i_d|$$

则漏极 - 源极间的电阻 Z_{DS} 为

$$Z_{DS} = \frac{v}{i_d} = \frac{1}{g_m}(1 + j\omega CR) \tag{4.32}$$

若 CR 时间常数非常大，$\omega CR \gg 1$ 成立，则有

$$Z_{DS} = j\omega\left(\frac{CR}{g_m}\right) \tag{4.33}$$

1)　双门 FET 指在漏极 - 源极间串联 2 个门的 FET。

故 D-S 端子间的电感可等效地认为

$$L_{eq}=\left(\frac{CR}{g_m}\right) \tag{4.34}$$

与电容晶体管不同,电感晶体管的等价电感与 g_m 成反比例。

将信号加在第 2 门,使 g_m 随信号改变的结构原理见图 4.10 所示。

[注意事项 1] 使用双门 FET 作为电感晶体管的原因,并不只是容易根据信号调制 g_{mc}。正如图 4.10 中简要说明的那样,通过用 C_B 将第 2 门接地,防止了漏极 - 第 1 门的静电耦合,从而减小漏极 - 第 1 门之间的电容。这是其最大的理由。

若用普通的 FET 构成图 4.11,则漏极 - 门之间有几个 pF 的电容,很难实现电感晶体管。

[注意事项 2] 使用双结晶体管实现电感晶体管比较困难。例如,若用双结晶体管组成图 4.9 的电路,似乎可以构成电容晶体管。但这只不过是晶体管的集电极 - 基极间的耗尽层作用为变容二极管。

若用双结晶体管组成图 4.11,它根本不会表现出电感的性质,而是表现出电容的性质。并且,和将图 4.9 换成双结晶体管时表现出几乎同样的特性,由此可以理解前者是个错觉。

很多书中写到可用双结晶体管构成电抗晶体管,但没有实验证实。这是非常不负责任的。

(c) 推挽式电抗晶体管

将电抗晶体管分别单独地配置在图 4.8 的 D 位置,则可构成调频器,它很容易进行比变容二极管更深的调制。

图 4.12 是推挽式电抗晶体管的结构原理,调制信号 v_m 推挽

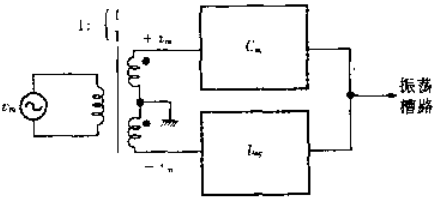


图 4.12 推挽式电抗晶体管的原理

地加在 C_{eq} 和 L_{eq} 上。若取变压器的匝数比为 1，则如图示的极性提供信号。

如式(4.30)所示，若信号振幅增大，g_m 增大，则 C_{eq} 增大。而 L_{eq} 正相反，信号振幅减小，g_m 减小，由式(4.34)可知，L_{eq} 仍然增大。因此，若将该 C_{eq} 和 L_{eq} 的并联电路连接在振荡槽路上，则由于 C_{eq} 和 L_{eq} 的增大、减小都与信号振幅成比例，增大时频率降低，减小时频率增大。而且由于推挽连接，构成 C_{eq} 和 L_{eq} 的晶体管的 g_m 变化的非线性相抵消，可以实现广范围的线性调制。

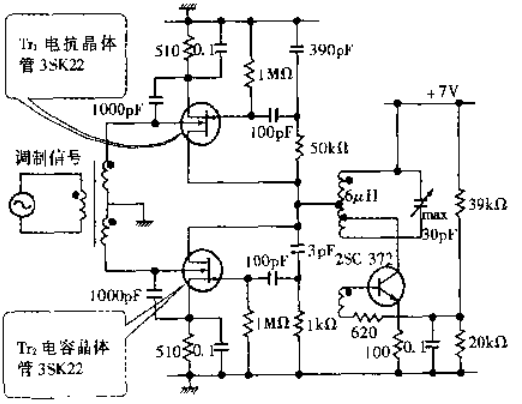


图 4.13　推挽式电抗晶体管构成的调频器的实例

图 4.13 是笔者设计的推挽式电抗晶体管构成的调频器的实例。

4.8　调相电路

由于调相中可以使用晶体振荡产生载波，所以若从调相波变换到调频波，则不需要自动频率控制。因此，它总是被挪用为调频器。本节先介绍调相器，如何变换到调频波将在其它节介绍。

4.8.1　阿姆斯特朗调相器

在 4.6 节中已经讲过，若调角波的调制指数 m 很小，则如式

(4.24)所示,只考虑第1边带波就足够了。图4.7表示了其向量。

这里重新整理式(4.24)为

$$v_M(t) = A\cos(\omega t + \phi_0) - A\frac{m}{2}\{\sin\{(\omega - p)t + \phi_0\} + \sin\{(\omega - p)t + \phi_0\}\} \tag{4.35}$$

为与此对比,重写调幅波的式(2.5)有

$$v_{AM}(t) = A\cos(\omega t + \phi_0) + A\frac{k}{2}[\cos\{(\omega + p)t + \phi_0\} + \cos\{(\omega - p)t + \phi_0\}]$$

两者之间的差别只在于边带波的相位偏移了 $\pi/2$。因此,阿姆斯特朗调相器考虑使用双平衡调制器(环形调制器)和移相电路合成式(4.35)。首先看一下图2.4的AM向量图,其中只剩下两边带波而去除了载波的向量 A(实际是产生BSB的操作)。可知若生成相位偏移90°的载波加到其上,则可产生图4.7。

图4.14是阿姆斯特朗调相器的系统图。现在若将调制信号 $A_m\cos pt$ 和载波 $-A\sin(\omega t + \phi_0)$ 一起加到双平衡调制器上,则只剩下AM波的双边带波,从而得到BSB,其BSB为

$$-Ak\cos pt\sin(\omega t + \phi_0) = -A\frac{k}{2}[\sin\{(\omega + p)t + \phi_0\} + \sin\{(\omega - p)t + \phi_0\}] \tag{4.36}$$

该式将式(4.35)的第2项的 m 换成 k。其中 $k = A_m/A$。

若将这个BSB和载波 $A\cos(\omega t + \phi_0)$ 输入到加法电路ADD,

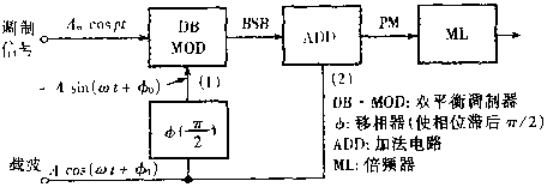


图4.14 阿姆斯特朗调相器的原理

则其输出为式(4.35)，得到PM波[1]。一般在其后通过倍频电路MI，进行式(4.26)所示的操作，增大调制指数。

由于阿姆斯特朗调相器只能进行很浅的调相，所以通常取倍频比 N 为几千倍，目前几乎还不能实用。

4.8.2　向量合成调相器

图4.15是向量合成调相器的结构原理。首先将调制信号变换成推挽信号，然后两个调幅器分别将每个载波的相位偏移了90°，产生

$$A(1 + k\cos pt)\cos\omega t \tag{4.37}$$

$$A(1 - k\cos pt)\sin\omega t \tag{4.38}$$

其中 $k = A_m / A_c$。

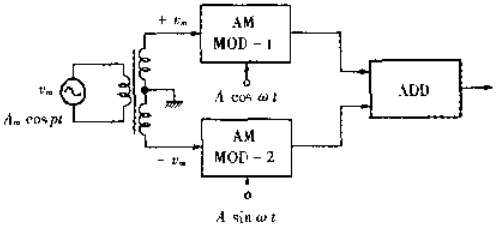


图4.15　向量合成调相器

若用加法器ADD将两个调幅波相加，则其输出如图4.16所示，为两个AM波的合成向量，从而实现调相。下面用表达式证明这个原理。即，若将式(4.37)和式(4.38)的和表示为 $v_M(t)$，则有[2]

$$\begin{aligned} v_M(t) &= A(1 + k\cos pt)\cos\omega t + A(1 - k\cos pt)\sin\omega t \\ &= A(\cos\omega t + \sin\omega t) + A\frac{k}{2}[\cos(\omega + p)t + \cos(\omega - p)t \\ &\quad - \sin(\omega + p)t - \sin(\omega - p)t] \end{aligned}$$

1)　图4.14是为得到式(4.35)而制作的，作为实际问题处理时，用于产生BSB的载波(1)和加在BSB上产生PM的载波(2)之间可以有 $\pi/2$ 的相位差。

2)　[参考事项]：$A\sin\theta + B\cos\theta = \sqrt{A^2 + B^2}\sin(\theta + \phi)$，$\phi = \tan^{-1}\frac{B}{A}$。

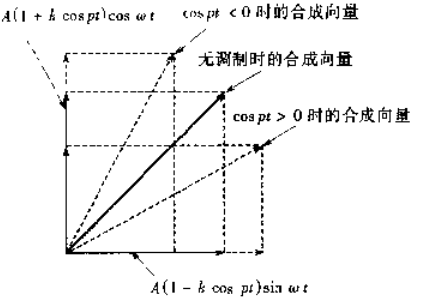


图 4.16 向量合成调相器的工作原理

$$=\sqrt{2}A\sin\left(\omega t+\frac{\pi}{4}\right)$$

$$-\sqrt{2}\,A\frac{k}{2}\left[\sin\left\{(\omega+p)t-\frac{\pi}{4}\right\}+\sin\left\{(\omega-p)t-\frac{\pi}{4}\right\}\right] \tag{4.39}$$

其中,若取 $-\frac{\pi}{4}=\phi_0$,则有

$$v_M(t)=\overbrace{\sqrt{2}A\sin\left(\omega t+\frac{\pi}{2}+\phi_0\right)}^{\cos(\omega t+\phi_0)}$$

$$-\sqrt{2}A\frac{k}{2}[\sin\{(\omega+p)t+\phi_0\}$$

$$+\sin\{(\omega-p)t+\phi_0\}] \tag{4.40}$$

将该式与式(4.35)对比,显然可见它是调相。因为调幅时 $k\ll1$,所以不难理解它是比较浅的相位调制。

4.8.3 锯齿波调制器

锯齿波的锯齿表示锯齿形状。图 4.17 是锯齿波调制器的动作原理图。将频率为 100kHz 左右的锯齿波反复重叠在调制信号图 4.17(1)上,然后用虚线 a-a′、b-b′截取该波形,现在将 a-a′、b-b′的间隔取得充分小,并将截得波形充分放大得到图 4.17(3)。

图 4.17(3)的波形后沿以固定周期重复,并固定在时间轴上,

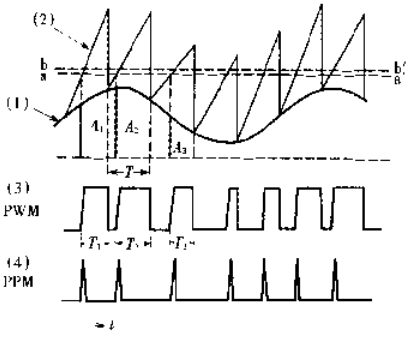


图 4.17　锯齿波调相的原理

前沿的开始点是与信号振幅成比例地向前靠或向后偏的脉冲波[1]。每个脉冲的时间长度 $T_1, T_2, \cdots, T_n$ 与脉冲起始点的信号振幅 $A_1, A_2, \cdots, A_n$ 成比例，称为脉宽调制波(pulse width modulation；简称 PWM)。

若对该波形取微分[2]，将图 4.17(3) PWM 的前沿信息作为脉冲输出，并以图 4.17(4)的形式取出，则脉冲的相位与信号成比例地前后摆动，成为调相波，称为脉冲调相(pulse phase modulation；简称 PPM)。

脉冲波形可以用包含高次项的多个正弦波的和来表示[3]，若取原来的锯齿波的重复角频率为 $\omega_0 = 2\pi / T$，则 PPM 波的频谱如图 4.18 所示，它是调相波的多个频谱的合成。因此若取出 $n\omega_0$ 及其边带波，则可同时完成调相和 n 倍频的动作。

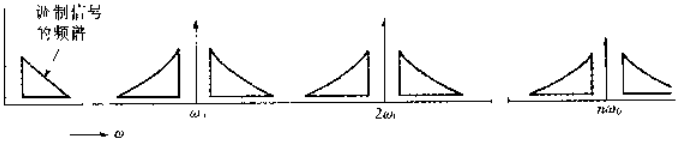


图 4.18　PPM 的频谱

1)　关于脉冲参见文献[1.8]、[4.7]、[4.8]、[5.1]等。

2)　关于波形微分参见第 4 分册。

3)　详见参考文献[1.8]、[4.7]、[4.8]、[5.1]等。

PPM 可实现比向量合成法更深的相位调制，理论上可实现 $\pm\pi$ 的调制，但由于产生 PPM 固有的非线性失真[1]，所以调制指数取 $\pm\pi/2$ 左右是实用中的一个限值。若引入理想调制法产生的 PPM，则非线性失真影响不大，但一般认为 $\pm 3\pi/4$ 左右是实用上的调制限值。

4.9 从调相波变换到调频波

因为调相可使用晶体振荡器产生基础载波，所以它有中心频率稳定性好的优点。相反，如图 4.4 所示，若想保持频率偏移与调制信号的频率无关而为定值，则需要与调制信号的频率成反比例地改变调制指数，由此派生出许多问题。特别是调制信号的比带宽很宽时，明显不利。因此多用于简单的 FM 通信机，关于比带宽较宽的情况在其它章讨论。

正如已经讲过的一样，PM 可以看成 FM，若保持调制指数不变，则如图 4.5 所示，频率偏移与调制信号的频率成比例地增大。

另一方面，狭义上讲的 FM，其频率偏移必须与调制信号的角频率 p 无关，而是定值。因此，若产生调制指数与调制信号的频率成反比地减小的 PM，则可得到频率偏移与 p 无关而为定值的 PM，即狭义的 FM。

例如：将积分器放在图 4.15 的向量合成调相器的调制信号 $A_m\cos pt$ 的入口上，则产生

$$v_b(t)=\int A_m\cos ptdt=A_m\left(\frac{1}{p}\sin pt\right) \tag{4.41}$$

之后进行调制，可得到将式(4.40)中的 k 值替换成 k/p 的 PM，(ϕ_0 也取不同值)可见其结果得到调制指数与 p 成反比的 PM，即

1) 图 4.17 中，称 $A_1, A_2, \cdots, A_m$ 为标本，若取标本的周期不是规则、准确的间隔(载波的周期 T)，则产生非线性失真。在图 4.17 中，根据考察可知，在取标本的时间间隔内进行调相，因此若调相很深，则失真迅速增大。

频率偏移不变的狭义的 FM。

这里是用向量合成法来说明的。不论何种调相器，若先将信号积分后再输入，那么调相器的输出就起到生成狭义的 FM 波的作用。这种 FM 波的生成方法往往称为间接调频。若用系统图表示间接调频，则为图 4.19。用数学式表示该电路的输出为

$$v_{FM}(t) = A\cos(\omega t + m_f \int \cos pt dt + \phi_0) \tag{4.42}$$

m_f 是调相指数，但使用调相器的目的是得到 FM 波，所以它不同于 PM 的 m。

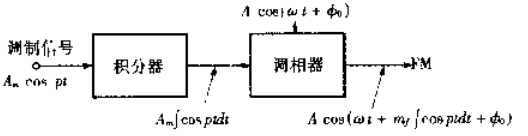


图 4.19　从 PM 变换到 FM(间接调频)

若将式(4.42)的 m_f 改写为 $\Delta\omega$，得到式(4.8)。因此，常常将 FM 波写成式(4.42)的形式，它是隐含了调制过程的表达式。

同理，将调制信号的微分作为调频器的输入，则得到 PM，实际上并不这样使用。因为调频器上不能使用晶体控制振荡器，所以不难理解这种调相方式没有实用价值。

4.10　FS 调制和 PS 调制

4.10.1　FS 调制

若用 2 值信息[1]进行调频，则可使

$$v_M(t) = A\cos(\omega t + \phi_0)$$

中的 ω 具有信息为 0 时的 ω_0 和信息为 1 时的 ω_1 两个值的频率信息。该调制法称为频移调制(frequency shift modulation；简称 FS)

1)　是只有 1 或 0 两个值的信息，也称数字信息。一般 1 表示直流高电平，0 表示直流低电平。以固定周期重复 1 和 0 则形成方波。详见第 5 分册《数字电路》。

或数字频率调制(frequency shift keying; 简称 FSK)。

图 4.20 是 FS 调制器的系统图,它有两个频率为 f_0 及 f_1 的振荡器,其输出用电子开关 S_1 及 S_2 切换。

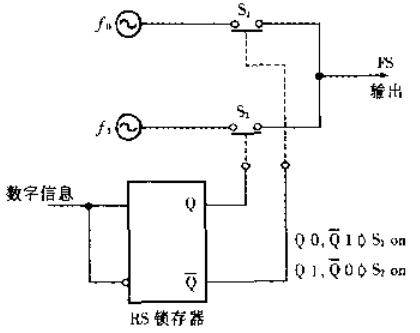


图 4.20 FS 调制器的原理

数字信息为 0 时,RS 锁存器[1]的输出为 Q 是 0、$\overline{Q}$ 是 1 的组合。数字信息为 1 时,其输出为 Q 是 1、$\overline{Q}$ 是 0 的组合。因此,数字信息为 0 时,S_1 闭合,输出为 f_0;数字信息为 1 时,S_2 闭合,输出为 f_1。如果电信符号反复交替 0、1 时,输出就交替切换为 f_0 和 f_1,实现 FS。

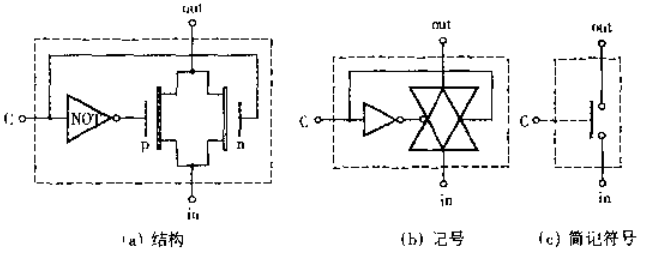
S_1、S_2 称为模拟开关,控制信号电平高时导通,让信息通过;控制信号电平低时截断,成为电子控制开关,即所谓的传输门[2]。

图 4.21 是模拟开关的结构,将 p 沟道和 n 沟道的增强型 MOS 晶体管作为 1 对,若控制端子 C 的电平变高,则 n 沟道侧的门电压增大,因又经过非门[3]、p 沟道侧的门电压降低,故两晶体管导通,端子 in-out 间为 ON。若 C 的电平降低,则两晶体管截断,开关为 OFF。在市售的 IC 中有内置 4 个模拟开关的产品。

1) RS 锁存器(也称 RS 触发器)参见第 5 分册《数字电路》。

2) 传输门详见参考文献[1.8]、[4.7]、[4.8]、[5.11]等。

3) 非门详见第 7 分册《数字电路》。

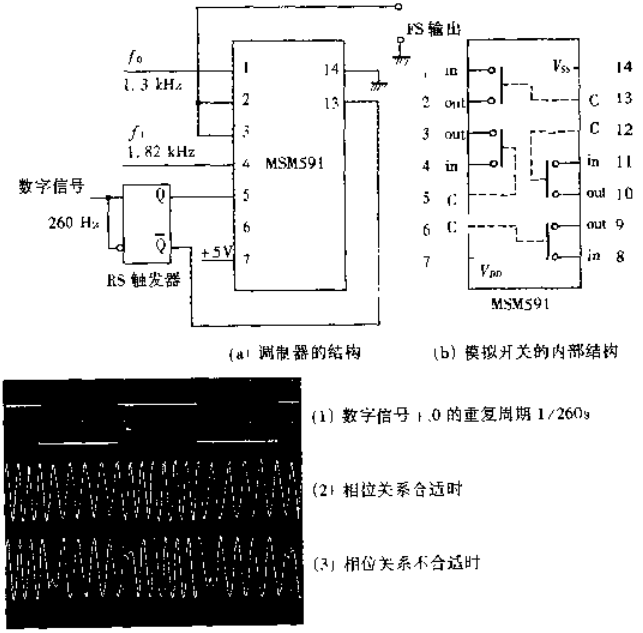


(a) 结构　　(b) 记号　　(c) 简记符号

图 4.21　模拟传输门的结构与记号

图 4.22 是取 f_0 为 1.3kHz，f_1 为 1.82kHz，用 260Hz 的方波作为数字信息控制时的 FS 调制器的接线和动作波形的例子。

实用中在开关后设置带通滤波器，抑制信息从 1 变为 0 或在相反的切换点上的过渡现象所伴随的高次边带波后发送。



(a) 调制器的结构　　(b) 模拟开关的内部结构

图 4.22　FS 调制器的实例

不难推断时钟周期和 f_0、f_1 三者之间若不保持同步就不能保持良好的开关状态，实际上不只是频率同步，相位也要在启动式上寻求，以保持合理的相位的相互关系。

动作波形图 4.22(1) 是重复 1、0 作为数字信息时的例子，图 4.22(2) 是时钟与 f_0、f_1 相互的相位关系合适的例子，平滑地进行开关。图 4.22(3) 是相位关系不合适的例子，明显可见开关点上伴有振幅的变化。

4.10.2 PS 调制

若用 2 值信息进行相位调制，可使

$$v_\theta(t) = A\cos(\omega t + \phi)$$

其中表示的 ϕ 具有 2 个值的相位信息。即信息为 0 时为 ϕ_0，信息为 1 时为 ϕ_1，这种调制法称为相移调制 (phase shift modulation; 简称 PS) 或数字调相 (phase shift keying; 简称 PSK)。

作为实际的线路构成法，可以挪用图 4.20 所示的 FS 调制器。图 4.23 是一个 PSK 的例子。在图 4.20 中，准备

用 $A\cos\omega t$ 代替 f_0　　(称为 0 相)

用 $A\cos(\omega t - \pi)$ 代替 f_1　　(称为 $-\pi$ 相)

该图是用 2 值信息开关时的动作波形，它是用 125Hz 切换 2kHz 的 0 相和 $-\pi$ 相。

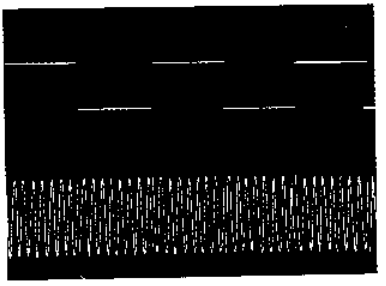


图 4.23 PSK 的动作波形

同 FS 一样，若不抑制开关点处的过渡现象所产生的高次边带波，则不能在传输线路上传送。PS 通常使用 4 相到 8 相的调相，

这在第 5 章详细讨论。另外动作波形在开关点也伴有很大的过渡现象。本章只希望大家理解其概念即可。

5

调频波和调相波的解调设计方法

本章学习目的与内容

在调频波的解调中，采取先将它变换成调幅波，然后再进行解调的方法。通常调相波也采用与调频波类似的解调方法。特别是采用 PLL 进行解调时，两者顺序完全一致。

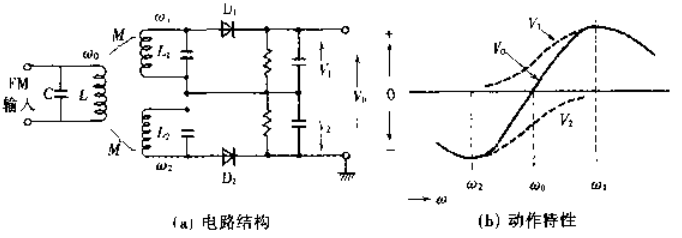
多将调频波的解调称为鉴频，将调相波的解调称为鉴相。

本章有些部分需要脉冲及数字技术的基础，建议尚未学完这些的读者，先跳过这些部分。

5.1　鉴频器的设计方法

5.1.1　多谐鉴频器

如图 5.1 所示，多谐鉴频器（stagger-tuned frequency discriminator）由两个调谐电路和两个包络线检波电路组合而成。



(a) 电路结构　　(b) 动作特性

图 5.1　多谐鉴频器

首先将调频输入加在与中心频率 ω_0 调谐的 LC 并联调谐电路上。与此耦合的两个调谐电路分别与比 ω_0 大的 ω_1、比 ω_0 小的 ω_2 调谐。L_1、L_2 彼此独立不耦合，但它们分别与 L 耦合，所以两者产生间接耦合。因此 L 与 L_1、L 与 L_2 的耦合必须是弱耦合，并且两者为相同的耦合。D_1、D_2 是包络线检波器，两者反向，其输出 V_1 和 V_2 的电压极性相反，分别画出其调谐曲线如图 5.1(b)。输出 V_0 是 V_1 和 V_2 之和，故如图 5.1(b)中实线所示，呈 S 形曲线。

现在，FM 输入无调制，若其频率为 ω_0 则输出为 0；若频率大于中心频率 ω_0，则输出为正直流电压，若频率小于 ω_0，则输出为负直流电压，可见频率变化被反映在振幅的变化上。

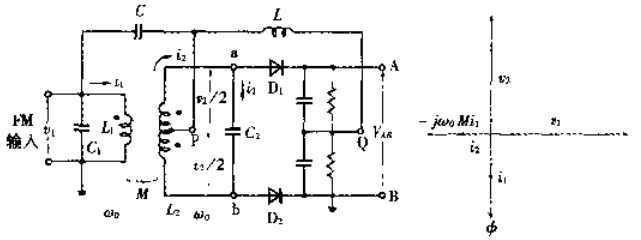
多谐鉴频器结构简单、调整方便，故多用于载波频率高的情况。

5.1.2　福斯特·西利鉴频器

如图 5.2 所示，福斯特-西利(Foster-Seely)鉴频器[1]结构与多谐鉴频器相似。使 L_1、C_1 与 FM 输入的中心频率 ω_0 调谐，线圈两

1)　D. F. Foster, S. W. Seeley: 1937。

端产生电压 v_1，电流 i_1 流入线圈 L_1。此时 i_1 的相位比 v_1 慢 $\pi/2$，产生与 i_1 同相的磁通 ϕ，与线圈 L_2 链接。如图 5.2(b)所示。



(a) 电路结构　　(b) 动作向量图

图 5.2 福斯特-西利鉴频器

L_2 上产生 $-j\omega_0 Mi_1$ 的电动势，L_2、C_2 也与 ω_0 调谐，因此对于该电动势，L_2、C_2 构成串联共振电路，同相的 i_2 在其中流动。因此线圈的两端即 a-b 间产生

$$v_2 = -j\omega_0 L_2 i_2 = i_2 / j\omega_0 C_2$$

v_2 的相位比 i_2 慢 $\pi/2$，比 v_1 快 $\pi/2$。为保持这种相位关系，L_1 和 L_2 的耦合 M 必须是 i_2 及流经 D_1、D_2 的电流，引起的负电动势不影响 i_1 的相位的弱耦合[1]。

另外，v_1 通过耦合电容 C 在 L_2 的中点 P 被耦合，因此 v_1 与 v_2 的关系等价为图 5.3(a)，接地点与端子 a、b 间的电压 v_a、v_b 分别为

$$\left.\begin{aligned} v_a &= v_1 + v_2/2 \\ v_b &= v_1 - v_2/2 \end{aligned}\right\} \tag{5.1}$$

D_1、D_2 是包络线检波器，连接 P 点和 Q 点的 L 相对于载波 ω 为无限大的高电抗，相对于调制信号的角频率 p 为近似短路的高频扼流圈。因此 D_1、D_2 独立用作包络线检波器。端子 A-B 间的电压 V_{AB} 为

$$V_{AB} = K(|v_a| - |v_b|) \tag{5.2}$$

1) 注意若采取与强耦合变压器同样的设计方法会引起混乱。

其中 K 为检波效率。

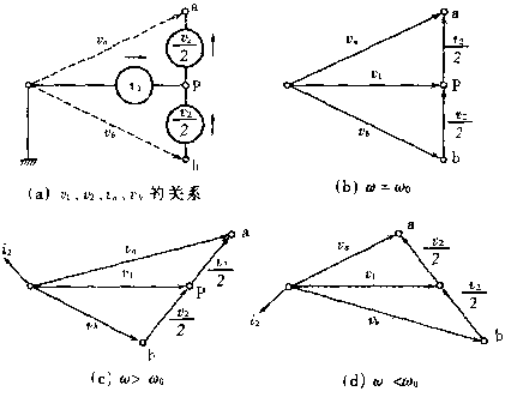


图 5.3　福斯特 - 西利鉴频器的原理

$\omega = \omega_0$ 时，输入 FM 无调制，若 ω 等于中心频率 ω_0，则向量如图 5.3(b)所示。由于 v_a 与 v_b 振幅相同，故输出 $V_{AB} = 0$。

$\omega > \omega_0$ 时，若 ω 大于中心频率 ω_0，则 L_2、C_2 构成的串联调谐电路呈 L 性，i_2 的相位滞后。因此 v_2 相位也滞后，如图 5.3(c)所示，

$$|v_a| > |v_b|$$

则 V_{AB} 为正值。

$\omega < \omega_0$ 时，若 ω 小于中心频率 ω_0，则 L_2、C_2 构成的串联调谐电路呈 C 性，i_2 的相位超前，因此 v_2 相位也超前，如图 5.3(d)

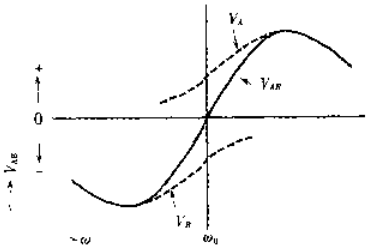


图 5.4　福斯特 - 西利鉴频器的输出频率特性

所示，

$$|v_a| < |v_b|$$

则 V_{AB} 为负值。综上所述，画出 V_{AB} 的频率特性如图 5.4，它表现出与多调谐电路相似的 S 形。

福斯特 - 西利鉴频器的动作原理有些复杂，若调整时没有扫描振荡器[1]，则很难进行完全调整。但它比多谐鉴频器输出大，线性好，故现在仍在广泛应用。其缺点是若 FM 输入中包含调幅成分[2]，则该成分原封不动地成为输出[3]。因此必须设置有效的限幅器，在充分抑制振幅波动成分之后再加到鉴频器上。多谐鉴频器也同样需要限幅器。将在 5.4 节中介绍限幅器。

5.1.3 比率检波器

比率检波器（ratio detector）也称作西利 - 埃文斯鉴频器[4]，具有图 5.5 所示的结构。它以福斯特 - 西利鉴频器为原形，具有如下特征：包络线检波的二极管 D_2 方向相反；用非常大的电容 C 将端子 A-B 间交流短路；Q 点接地，电路对于地点平衡等。

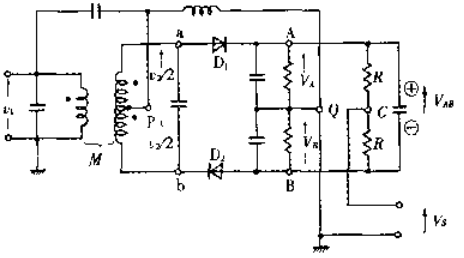


图 5.5 比率检波器

与其原形福斯特 - 西利鉴频器同理，关于地点与端子 a-b 之间的电压 v_a、v_b 分别有式(5.1)成立。现在若设关于调制信号的

1) 扫描振荡器是在时间轴上直线扫描频率 f_1 到 f_2 区间的振荡器，可在阴极射线管上直接观察 V_{AB} 的 S 形特性，调整 C_1、C_2、M，从而容易得到最佳调整状态。

2) 若传输线路上受噪音干扰，则噪音变成振幅波动混进信号中。

3) 若考虑 v_1 瞬间变化的情况，则容易推论。

4) S. W. Seeley, J. Avins: 1947。

角频率 p,有

$$2pRC \geqslant 1 \tag{5.3}$$

成立.则 C 两端的直流电压 V_{AB} 为

$$V_{AB} = V_A + V_B = K(|v_a| + |v_b|) \tag{5.4}$$

在 ω 等于中心频率 ω_0 的点上，V_{AB} 为

$$V_{AB} = 2K\sqrt{v_1^2 + (v_2/2)^2} \tag{5.5}$$

在 ω 距 ω_0 不是非常大的范围内,式(5.5)的关系基本成立。其中 K 为检波效率。

输出信号 V_S 为

$$V_S = V_A - \frac{V_{AB}}{2} = -V_B + \frac{V_{AB}}{2}$$

若将 V_{AB} 代入,则有

$$V_S = \frac{1}{2}(V_A - V_B) = \frac{K}{2}(|v_a| - |v_b|) \tag{5.6}$$

输出为福斯特·西利鉴频器的 1/2。

再考虑一下 V_{AB} 的效果。对于 D_1、D_2 而言，V_{AB} 起自动逆偏压作用，故输入电平增大则检波效率 K 降低，输入电平减小则 K 增大。即 K 与 $|v_a| + |v_b|$ 成反比

$$K \propto 1/(|v_a| + |v_b|) \tag{5.7}$$

代入式(5.6)有

$$V_S \propto \frac{|v_a| - |v_b|}{|v_a| + |v_b|} \tag{5.8}$$

做一个粗略的近似，代入 $|v_a| + |v_b| \approx 2v_1$，则[1]

$$V_S \propto \frac{|v_a| - |v_b|}{2v_1} \propto \frac{v_1}{2v_1} \tag{5.9}$$

式(5.9)的比值与输入电平 v_1 的大小无关，基本上保持为定值。故输出不会响应噪音之类的快速振幅波动，理论上不需要限幅器。比率检波器的名称代表了式(5.9)的关系。

1)　对于 v_a、v_b 式(5.1)成立，v_2 与 v_1 成比例。因此分子也与 v_1 成比例。

由于 $2pRC$ 时间常数不能为无限大，因此对于衰减[1]这类的缓慢的电平波动，式(5.9)不成立。一般都要使用简单的限幅器。

5.1.4 数字鉴频器

伴随着 IC 技术的发展，应用脉冲技术的 FM 解调法得到了迅速应用。在此介绍数字鉴频器的基本用例。

(a) 采用单稳态多谐振荡器的方式

图 5.6 是采用单稳态多谐振荡器[2]的 FM 解调方式的系统图，也称脉冲计数方式。在图中，限幅器输出加在单稳态多谐振荡器上，产生本身时间常数决定的脉宽为 t_w 的脉冲。其脉冲周期 T 为 FM 输入的重复频率的倒数。

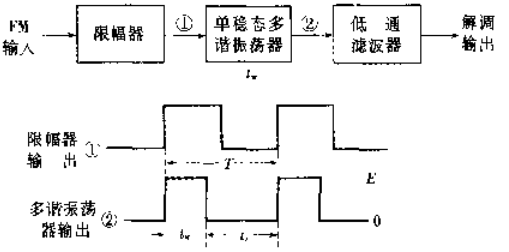


图 5.6 使用单稳态多谐振荡器的 FM 解调电路

因而，多谐振荡器的输出为电压高时，时间宽度 t_w 不变(以下称准稳定时间)[3]，电压低时(以下称偏移)，是时间宽度被 FM 信号调制的脉宽调制波(PWM)[4]。PWM 波只需通过低通滤波器去除脉冲成分就可实现解调，因此可以理解它作为 FM 解调器的原因。

即，设准稳定时间的电平为 E，偏移时电平为 0，则多谐振荡器的输出波的直流成分 E_{DC} 为

$$E_{DC} = E\frac{t_w}{T} = Et_w\frac{\omega_0 - \Delta\omega\cos pt}{2\pi}$$

E_{DC} 与 FM 的瞬时角频率成比例(t_w 为常数)，因此可知它有能力

1) 衰减，指传送线路的状况、反射波的干涉引起的缓慢的电波波动。

2)、3)、4) 关于单稳态多谐振荡器、准稳定时间、PWM 等请参见文献[1.8]、[4.7]、[4.8]、[5.1]。

作为 FM 解调器。

解调输出的频率特性如图 5.7(a) 所示，显然 t_w 取得越大，鉴别灵敏度越好。但不能使用比 $1/t_w$ 高的频率区域。因此，要解调的 FM 载波的频率 f_0 限制了 t_w。对于无调制时的中心频率 f_0，准稳定时间 t_w 所希望的时间宽度为

$$t_w \approx T_0/2 \quad [\,T_0 = 1/f_0 = 2\pi/\omega_0]$$

若这样选择参数，则如图 5.7(b) 所示，它可用作以 $T_0 = 2t_w$ 为中心，最低频率为 $T = T_0 + t_w$，最高频率为 $T = T_0 - t_w + t_r$(不能取偏移的时间宽度 t_r 为 0)这一频率范围的鉴频器。

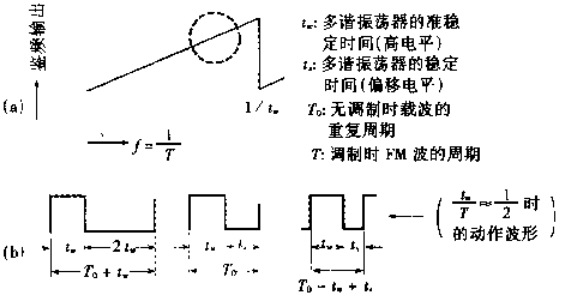


图 5.7　单稳态多谐振荡器构成鉴频器的特性

练习题 1　采用单稳态多谐振荡器方式解调中心频率 f_0 为 400kHz 的 FM，取 $t_w = T_0/2$。此时可鉴别的频偏多大？

解：　首先确定 T_0，t_w。

$$T_0 = \frac{1}{f_0} = \frac{1}{4\times10^5} = 2.5\times10^{-6} = 2.5\mu s$$

$$t_w = \frac{T_0}{2} = 1.25\times10^{-6} = 1.25\mu s$$

若取多谐振荡器的稳定时间 t_r 为 t_w 约 1/3 的值即 0.4μs[1)]，则参考图 5.7(b)，可以鉴别的最高频率 f_2 为

1)　在设计良好的单稳态多谐振荡器上，并不是那么小的值。

$$f_2=\frac{1}{T_0-t_w+t_1}=\frac{1}{(2.5-1.25+0.4)\times10^{-6}}=\frac{10^6}{1.65}=6.06\times10^5=606\text{kHz}$$

$$\Delta f=f_2-f_0=(6.06-4)\times10^5=2.06\times10^5=206\text{kHz}$$

虽然对低频没有限制，但若考虑频偏对称，则最低频率 f_1 为

$$f_1=f_0-\Delta f=(4-2.06)\times10^5=1.94\times10^5=194\text{kHz}$$

它是一个工作范围非常宽的鉴频器。

通常单稳态多谐振荡器的触发器[1]输入电路有微分功能，因此限幅器输出不需特意微分，但当 FM 载波频率高时需要良好的微分器。而且若多谐振荡器的准稳定时间 t_w 与重复周期 T 的比 t_w/T 大于 0.5，则普通单稳态多谐振荡器的动作变得不稳定或 t_w 的时间宽度发生变化，故必须采用设计良好的电路方式[2]。

图 5.8 是用单稳态多谐振荡器，解调用 260 波特的 01 重复信号调制的 FSK 的例子。

(b) 采用延时线方式

图 5.9 是采用延时线[3]的 FM 解调方式的系统图，理论上与多谐振荡器方式没有不同之处。但是，延时线的延迟时间、稳定性远比单稳态多谐振荡器的准稳定时间要稳定，而且噪音比多谐振荡器小，其优点一目了然。

图 5.9 中，限幅器输出加在双稳态多谐振荡器（简称 FF）[4]的 J 端子上，它的一部分输出到延时线。通过延时线延时了 t_d 的输出加到 FF 的 K 端子上。因此输出 Q 为具有由延时线决定的时间宽度 t_d 的脉冲。其重复周期 T 为 FM 输入的重复频率的倒数。因而，关于输出的直流成分，有将式(5.1)中 t_w 换成 t_d 的关系式成立，从而实现 FM 解调。

在此需要注意的是，FM 必须使用具有触发器功能的 JK-FF[5]。若使用 RS 触发器[6]，则输入 S 与 R 都必须通过微分电路。

1), 2), 3), 4) 参见文献[1.8]、[4.7]、[4.8]、[5.1]等。

5) 主从型 JK-FF 不适于用作此种目的。

6) 参见文献[1.8]、[4.7]、[4.8]、[5.1]。

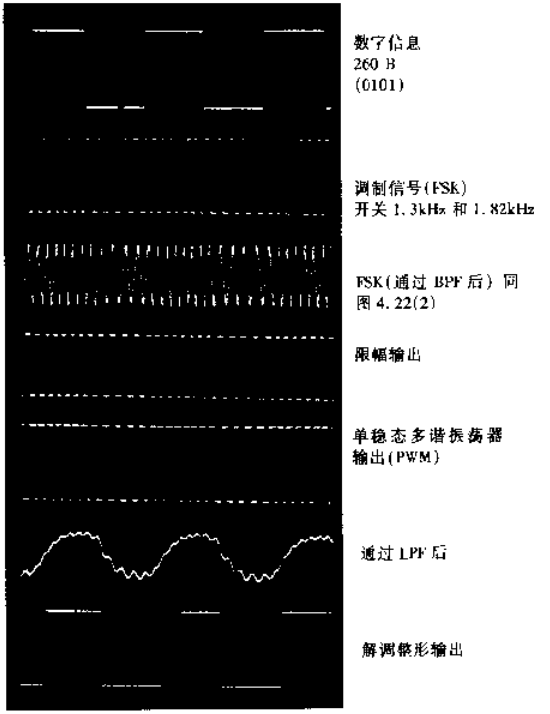


图 5.8　单稳态多谐振荡器构成的 FSK 的解调例

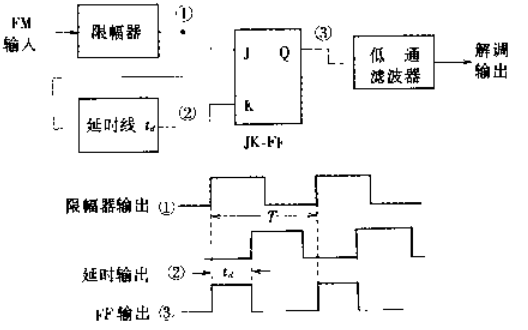


图 5.9　应用延时线的 FM 解调电路

5.2 鉴相器的设计方法

要得到与相位偏移成比例的解调输出，需要使用鉴相器(phase discriminator)。鉴相采取以下方法：比较 PM 波和载波(相位标准波)，将相位差作为直流信号取出。本节假设在解调侧已得到相位标准波，首先学习鉴相器的动作概念。

5.2.1 模拟鉴相器[1]

图 5.10 是将福斯特·西利鉴频器加以变形得到的鉴相器。现在假设提供要鉴相的调相波 $v_{PM}(t)$，在 L_2 端产生

$$v_2 = A\cos(\omega t + m\cos pt) \tag{5.10}$$

另外，若在 L_1 端上提供比 PM 的载波慢 $\pi/2$ 的相位标准波，产生

$$v_1 = B\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) = B\sin\omega t \tag{5.11}$$

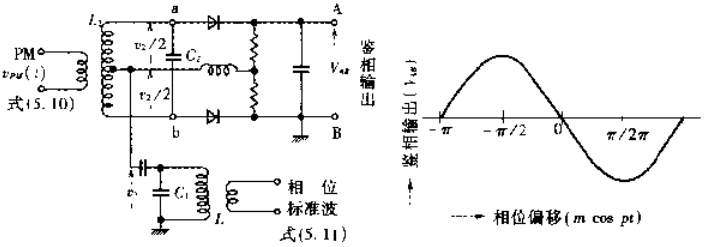


图 5.10 向量合成型鉴相器(其 1)

则接地点与端子 a、b 间的电压 v_a、v_b 分别为

$$v_a = v_1 + \frac{v_2}{2} \qquad v_b = v_1 - \frac{v_2}{2} \tag{5.12}$$

其相互关系如图 5.3(a)。

$v_{PM}(t)$的相位随信号改变时的相位偏移与输出的关系如下：

$m\cos pt = 0$(无调制) 时，向量图同图 5.3(b)，鉴相输出 V_{AB} 为

1) 有时也称为向量合成型或混合型鉴相器。

$$V_{AB} = K(|v_a| - |v_b|) = 0$$

其中 K 为检波效率。

$m\cos pt > 0$ 时，向量图同图 5.3(d)，V_{AB} 为负。

$m\cos pt < 0$ 时，向量图同图 5.3(c)，V_{AB} 为正。

最后，鉴相输出 V_{AB} 的相位特性如图 5.10(b)所示，相位偏移 pt 呈反 S 形[1]。当然调制指数 m 不能取 $\pm \pi/2$ 范围以外的值。

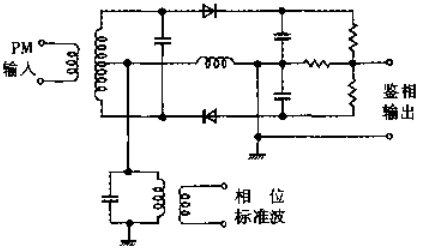


图 5.11　向量合成型鉴相器(其 2)

图 5.11 是将比率检波器变形的鉴相器，其工作很容易理解，故不再赘述。

5.2.2　开关型鉴相器[2]

图 5.12 是开关型鉴相器的系统图，由相位标准波控制的电子开关选择 PM 波特定的时间带宽，通过这种方法鉴相。当然，输出通过滤波器去除载波成分后取出直流成分。

式(5.11)的相位标准波取为方波，使图 5.13(1)的定时器

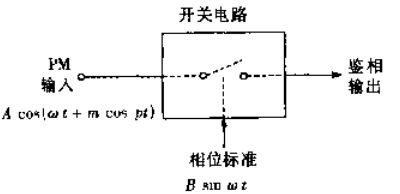


图 5.12　开关型鉴相器的原理

1)　若使线圈 L_2 为反极性(交换 a、b)，则成为 S 形特性。

2)　严格地讲，开关型鉴相器也纳入模拟鉴相器类。

$t_1 \sim t_2$ 间的开关闭合。这时，式(5.10)的 PM 波的相位偏移 $m\cos pt$ 分别为 0、$\pi/2$、$-\pi/2$ 时，有

$m\cos pt = 0$ 图 5.13(3) 正负各半，直流成分为 0

$m\cos pt = \pi/2$ 图 5.13(2) 负半波整流，直流成分为负值

$m\cos pt = -\pi/2$ 图 5.13(4) 正半波整流，直流成分为正值

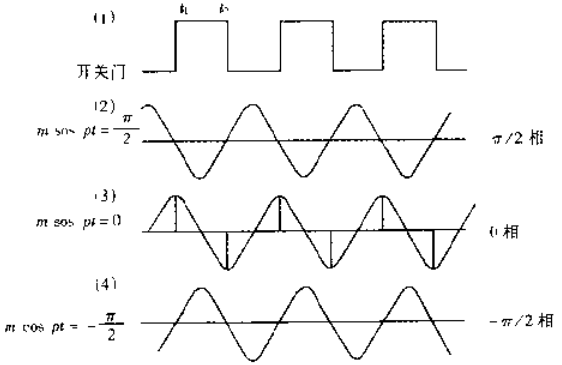


图 5.13 开关形鉴相器的动作

鉴相输出的相位特性与图 5.10(b)类似，为反 S 形。

图 5.14 是将环形调制器变形的开关型鉴相器。

图 5.15 是适于 IC 化的全晶体管式鉴相器的结构。

回顾一下图 2.34，可见图 5.15 实质上就是双平衡调制器。因而图 2.35 的 MC 1496 可原封不动地用作鉴相器 。

图 5.16 是用图 2.36 的参数(只将 R_7 改成 1kΩ)，计算机仿真 MC 1496 的动作波形。图 5.16(a)、(b)、(c)中，(1)是相位标准波，

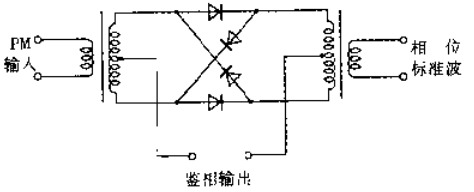


图 5.14 开关型鉴相器(环调制型)

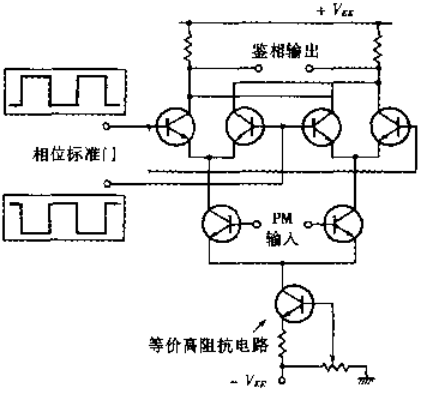


图 5.15　IC 化开关型鉴相器(双平衡调制器)

用 2V 电压限幅式(5.11)得到方波,频率为 20kHz。(2)是要解调的 PM 信号,相当于式(5.10),载波频率为 20kHz。(3)相当于图2.36 的 v_{o1},(4)相当于 v_{o2}。(5)是经过差动放大器的输出,为 $-(v_{o1}-v_{o2})$。

下面详细看一下图 5.16(a)、(b)、(c)各图。在图 5.16(b)中,PM 信号比相位标准波快 $\pi/2$,可见它相当于图 5.13(3)的情况,$-(v_{o1}-v_{o2})$的平均值为 0。将该信号与相位标准波的相对关系定义为 0 相状态,代表式(5.10)中 $m\cos pt=0$ 的状态。

图 5.16(a)中,信号比相位标准波又快 $\pi/2$,将这种相对关系定义为 $\pi/2$ 相状态,可见它代表式(5.10)中 $m\cos pt=\pi/2$ 的状态,$-(v_{o1}-v_{o2})$的平均值为负值。

图 5.16(c)中信号比 0 相状态图 5.16(b)慢 $\pi/2$,将这种相对关系定义为 $-\pi/2$ 相状态。可见它代表式(5.10)中 $m\cos pt=-\pi/2$ 的状态,$-(v_{o1}-v_{o2})$的平均值为正值[1]。

1)　集成化鉴相器的最大特征是,既可取出与图 5.10(b)相同的反 S 形输出 $-(v_{o1}-v_{o2})$,也可将其极性反转,取出 S 形输出$(v_{o1}-v_{o2})$及有电压增益,下节介绍的 PLL 的相位比较器多用 S 形输出。

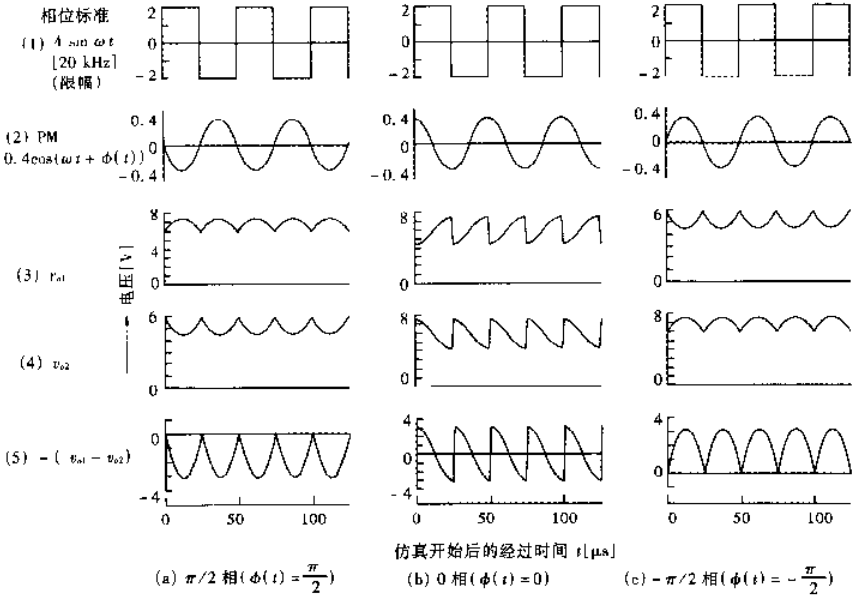


图 5.16 IC 化鉴相器的计算机仿真

5.2.3　数字鉴相器

若使式(5.10)所示的调相波，通过限幅器产生方波后再进行微分，则如图5.17所示，得到脉冲调相波（PPM），如图5.18所示，将它加在RS触发器的S端子上。

另外，将比PM的载波慢 π（调制浅时合适）的相位标准波

$$B\cos(\omega t-\pi)$$

脉冲化，再将它加在图5.18的RS触发器的R端子上，则其输出为脉宽调制波（PWM），所以若使之通过低通滤波器则可实现解调。

这不过是PPM波解调方法的一个例子。除此之外还有许多PPM波的解调方法。其中大部分都可用作数字鉴相器。

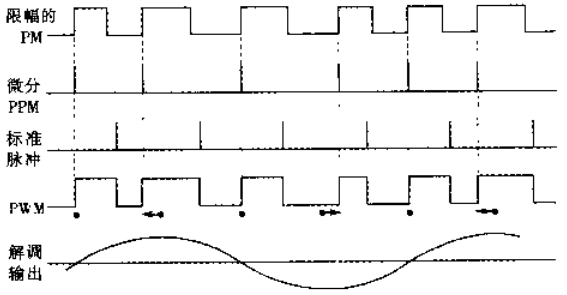


图5.17　数字鉴相器的原理

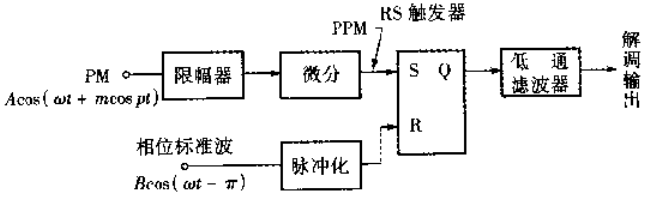


图5.18　使用PWM法的数字鉴相

5.3　使用PLL鉴相

鉴相需要一个做比较的相位标准波。上一节讨论中假设解调

侧已用某种方法得到这一相位标准波。但实际上除了像脉冲通信那样传送同步信号的通信方式外，一般在接收侧得不到相位标准信号。直到现在，相位调制都未得到广泛应用的最大原因就在于此。

PLL 是不需标准信号的调相波的解调方法，它通过设置局部振荡器，比较局部振荡器输出的相位和接收到的 PM 波的相位，再将其差信号反馈回局部振荡器以控制振荡频率，并跟踪使相位差达到最小，这个差信号就是解调信号，这是一种非常简便的方法。为跟踪差信号采用反馈原理，因此在信号流程图上产生一个环路，故这种解调方法称为锁相环(phase locked loop; 简称 PLL)。

若着眼于瞬时相位则 FM 波也是 PM 波，所以 FM 波也可用 PLL 解调。PLL 已被 IC 化，目前 PM 及 FM 的解调变得非常容易[5.2]。

5.3.1 LPLL 的工作原理

图 5.19 中构成闭环电路的部分是 PLL 的原形，它只由线性电路构成，因此按现在的分类称为 LPLL(线性锁相环)。在进入详细讨论之前，下面先介绍一下 LPLL(linear phase - locked loop) 的基本工作原理。

图 5.19 中，频率为 ω_i 的输入信号 v_i 首先输入到鉴相器 PD，

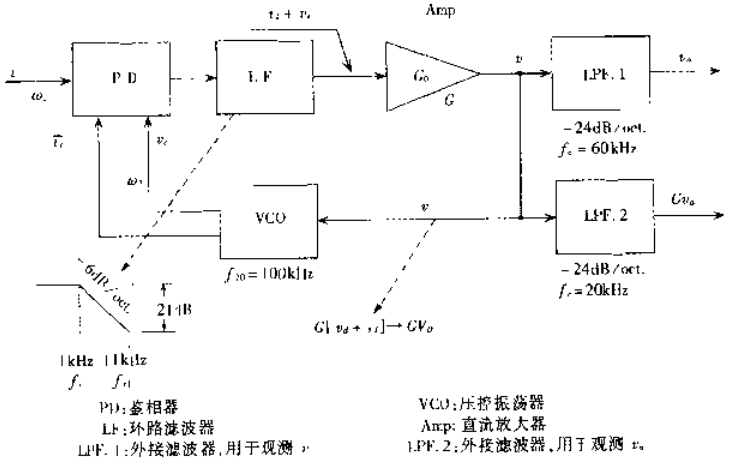


图 5.19 LPLL 的系统结构图(用于仿真)

然后求其与压控振荡器 VCO(voltage controlled oscillator)的输出 v_c(振荡频率为 ω_2) 的乘积。在其乘积输出中包括着感应瞬时相位差而产生的直流成分 v_d、与瞬时频率差($\omega_1-\omega_2$)成比例的振动成分 v_l 及高频振荡成分。环路滤波器 LF 只从该混合波中取出 v_d 和 v_l。

Amp 是固有增益为 G_0 的直流放大器。LPLL 电路系统中，通过 PD 识别 v_1 和 v_c 的相位差，构成了对反馈信号求和形式的闭环电路。若认为闭环增益 G 取在 Amp 处，则可简化思考。故下面讨论中做此处理。

因而 Amp 的输出 v 可写作 $G(v_d+v_l)$，v 跟踪控制 VCO 的振荡频率 ω_2，使之与信号频率 ω_1 充分接近，并且作为进行连续跟踪的、使其相位与信号 v_1 的相位一致的控制力。

v 中包含的直流成分 GV_d 在频率跟踪(频率牵引)过程中单调增大，而加载的 v_l 的触发器[1]作用引起弛张振荡[2]，它阶跃式地增大，从而进入相位跟踪(相位牵引)过程，然后稳定在 GV_D，同时 v_l 消失。V_D 是达到相位同步时 v_d 的稳定值，它是与 ω_1 和 VCO 的自由振荡频率 ω_{20} 的差成比例的相位差电压。

图 5.19 中，环路外设置了 2 个滤波器，LPF.1 用于滤除 v 中残留的高次项，以便详细观测 v_l 的波动情况。为便于讨论，将其输出表示为 v_o。LPF.2 用于观测 v 中包含的直流成分 v_d 的过渡状态，以便明确同步牵引过程的本质。将其输出表示为 GV_d[5.4],[5.5]。

5.3.2　同步牵引的静态特性

图 5.19 中，当 ω_1 和 ω_2 的频率存在差异时，PD 起双平衡调制器的作用，可得到 BSB。在该频谱中，上边带波($\omega_1+\omega_2$)通常用环路滤波器 LF 截断。若下边带波($\omega_1-\omega_2$)能通过 LF，则 VCO 的频率 ω_2 自动被牵引到 ω_1。这里准备在 LPF.2 的输出端子上连接直流电压计，读出 VCO 的控制电压 v 中包含的相位差电压 GV_D(直流成分)。

1),2)　脉冲电路的专用术语。请参见文献[1.8]、[2.1]、[4.7]等。

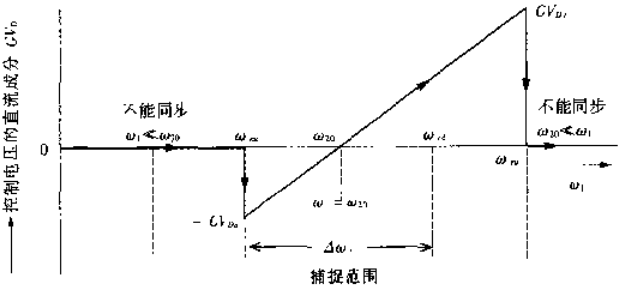
(a) 增大 ω_1 时

1) 不能同步区域

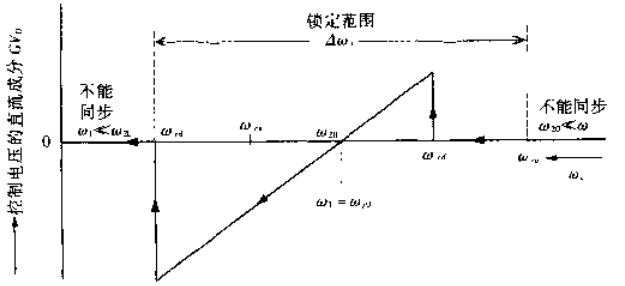
若 ω_1 远远小于 VCO 的自由振荡频率 ω_{20}，则 $(\omega_1-\omega_2)$ 的频谱不能通过 LF，故控制电压 v 保持为 0，振荡频率为 ω_{20}，它不能被牵引到 ω_1。图 5.20(a)中 $\omega_1 \ll \omega_{20}$ 的范围表示了这一情况。

2) 频率牵引

若 ω_1 再增大到 ω_{c2}，则 VCO 的振荡频率 ω_2 迅速接近 ω_1，最



(a) 增大输入信号的 ω_1 时



(b) 减小输入信号的 ω_1 时

图 5.20 PLL 的信号频率和同步牵引的关系
(ω_{20} 是控制电压为 0 时，VCO 的自由振荡频率)

后 ω_2 与 ω 一致，于是 $(\omega_1-\omega_2)$ 项的频率为 0，即得到直流 GV_{D2}。这时的牵引过程是频率牵引及相位牵引。由电压计可读出同步时的稳定值 $-GV_{D2}$。

虽然 VCO 的振荡频率 ω_2 被强行牵引到 ω_1，但通常作用着一个

要摆脱约束、返回到原有自由振荡频率 ω_{20}，而向频率增大的方向（瞬时相位超前方向）逃逸的力（摆脱同步的力）。因此要将它牵引回来的控制力（恢复力）GV_D，在 $\omega_1 < \omega_{20}$ 期间作用在使 VCO 的瞬时相位滞后的方向，为负值。

3）　稳定区域

若 ω_1 再增大，达到 $\omega_1 = \omega_{20}$，GV_D 为 0 时，此时环路处于最稳定的状态。

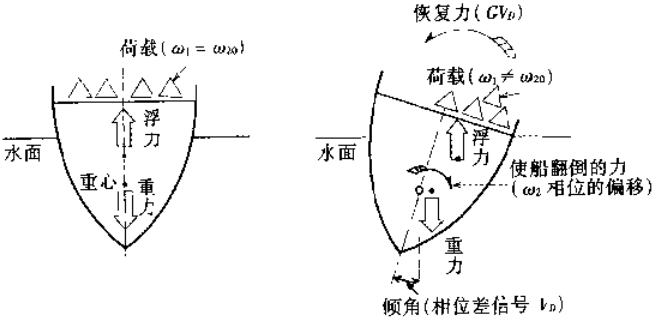
4）　脱离同步

若 ω_1 增大到比 ω_{20} 还大，则 GV_D 变为正值。当 ω_1 达到 ω_{ru} 时，GV_D 变为 GV_{Dr}，恢复力为负值成为想脱离同步的力，从而发生同步脱离（pull-out）。于是 VCO 返回到自由振荡状态，GV_D 变为 0，图 5.20(a)中 $\omega_{20} \ll \omega_1$ 的范围表示了这种情况。

(b)　减小 ω_1 时

从图 5.20(b)中所示的 $\omega_{20} \ll \omega_1$ 的区域逐渐减小 ω_1，当达到 ω_{cd} 时 VCO 同步。再减小 ω_1，即使超过 ω_{ru} 也能连续保持同步。这是因为一旦确立同步，恢复力就起作用。在 ω_1 达到 ω_{rd} 时开始脱离同步[1]。

1）　船的稳定性与 PLL 的对比　如注图(a)所示，船的荷载平衡，其重心和浮力的作用点在船体中心线上，重力与浮力平衡时是最稳定的姿式，这相当于 PLL 的信号角频率 ω_1 在图 5.20 的捕捉范围正中央的 $\omega_1 = \omega_{20}$ 点时，相位差信号 V_D 为 0，此时最稳定，（转下页脚注栏）



(a)　荷载平衡，为最稳定状态　　(b)　倾斜地保持稳定的状态

注图　船的稳定性与 PLL 的对比（括弧内是 PLL 相应的情况）

(c) 捕捉范围和锁定范围

若将图 5.20(b)叠加在图 5.20(a)上看，可知 ω_1 的上升下降表现了 GV_D 的滞后现象。可见一旦同步，则可在比频率牵引的区域更大的频率范围内保持同步。若 ω_1 保持以下关系成立

$$\omega_{ru} \leqslant \omega_1 \leqslant \omega_{cd} \tag{5.13}$$

则必定进入频率同步。定义

$$\omega_{cd} - \omega_{cn} \triangleq \Delta\omega_C \tag{5.14}$$

称 $\Delta\omega_C$ 的范围为该 LPLL 系的捕捉范围 (capture range)。一旦同步，只要 ω_1 不脱离 ω_{rd} 到 ω_{ru} 的范围，就不会脱离同步。定义

$$\omega_{ru} - \omega_{rd} \triangleq \Delta\omega_L \tag{5.15}$$

称 $\Delta\omega_L$ 的范围为该 LPLL 系的锁定范围(lock range)。

5.3.3 同步牵引过程的解析

(a) 个别电路的特征

首先讨论一下构成 LPLL 的个别电路的特征。

1) 鉴相器作为双平衡调制器的动作

若设输入信号 v_1 的振幅为 A、角频率为 ω_1，则可写为

$$v_1 = A\cos(\omega_1 t + \phi_{10}) \tag{5.16}$$

其中 ϕ_{10} 是初相位。

压控振荡器 VCO 是受控制信号 v 控制的调频器，设振幅为 B、角频率为 ω_2，则输出 v_c 可写为

$$\begin{aligned} v_c &= B\sin(\omega_2 t + \phi_{20}) \\ &= B\sin(\omega_{20} t + m_f \int v dt + \phi_{20}) \end{aligned} \tag{5.17}$$

(接上页脚注) 若荷载偏心，如注图(h)所示，重心向船体中心线右侧移动，则产生重力引起的顺时针方向的力矩，它的作用是使船翻倒。这时浮力作用点再向右偏移，故浮力产生逆时针方向的力矩即恢复力，它想使船体恢复到原来位置。在使船翻倒的力矩和恢复力的力矩平衡、保持某个固定倾角的状态时船体稳定。

PLL 信号的角频率 ω_1 偏于比 ω_{20} 大或小的某一方正好相当于荷载的平衡。ω_2 被强迫与 ω_1 同步，产生一个相位向返回到 ω_{20}、脱离同步的方向偏移的力(相当于使船翻倒的力)。此时，鉴相器产生相位差信号 V_D，它成为 VCO 的频率控制信号 GV_D，起着将 ω_2 的相位牵引回来的恢复力的作用。在脱离同步的相位偏移和恢复力 GV_D 平衡的状态下系统稳定，继续维持一定的相位差信号 V_D(相当于稳定状态时船的倾角)，保持不脱离同步(根据喜安善市博士的指导)。

其中 ω_{20} 是无输入信号、v 的平均值为 0 时的自由振荡角频率(有时称中心频率)，m_f 是调制指数($\Delta\omega_2/\Delta v$)，ϕ_{20} 是初相位[1]。

当 ω_1 与 ω_2 间存在差异时，鉴相器起双平衡调制器的作用。假设通过环路滤波器后，上边带波成分全部被滤除，那么剩下的下边带波(SSB)成分 v_l 可写为

$$v_l = (AB/2)\sin[(\omega_1 t + \phi_{10}) - (\omega_{20} t + m_f \int v dt + \phi_{20})] \quad (5.18)$$

2)　相位误差

输入信号的瞬时相位 θ_1 为

$$\theta_1 = \omega_1 t + \phi_{10}$$

而 VCO 的瞬时相位 θ_2 为

$$\theta_2 = \omega_2 t + \phi_{20}$$

$$= \omega_{20} t + m_f \int v dt + \phi_{20} \quad (5.19)$$

由 ω_1、ω_2 的差值而产生的相位误差 θ_e 可写为

$$\theta_e \triangleq \theta_1 - \theta_2 = (\omega_1 t + \phi_{10}) - (\omega_2 t + \phi_{20})$$

$$= (\omega_1 t + \phi_{10}) - (\omega_{20} t + m_f \int v dt + \phi_{20}) \quad (5.20)$$

3)　鉴相特性

考虑一下对应于 θ_e 的鉴相器 PD 的特性。图 5.19 中若 VCO 的输入端子开环接地，控制信号 v 保持为 0，则 VCO 处于无反馈的自由振荡状态，可以发现 PD 固有的特性。此时取式(5.19)中的 v 为 0，则 VCO 的瞬时相位 θ_{20} 为

$$\theta_{20} = \omega_{20} t + \phi_{20}$$

取式(5.18)的 v 为 0，则 v_l 可写为

$$v_l = k_A \sin[(\omega_1 t + \phi_{10}) - (\omega_{20} t + \phi_{20})]$$

由于它是 v_l 的直流成分，故表示为 v_d，有

$$v_d \triangleq k_A \sin(\theta_1 - \theta_{20}) = k_A \sin\theta_e \quad (5.21)$$

其中 $k_A = AB/2$，由于 B 为常数，故 k_A 是与输入信号振幅 A 成比

1)　v_l 用 cos、v_e 用 sin 表示，两者之间恒有 $\pi/2$ 的相位差。作为鉴相器，$\theta_e = 0$ 时鉴相输出为 0(S 曲线的原点)。该关系是作为鉴相器的必要条件。

例的常数。

v_d 与 θ_e、v_d 与 ω 的关系是大家熟知的鉴相特性，即所谓的 S 曲线。这里需要注意的是，普通的鉴相特性用 θ_{20} 不变、θ_1 在 θ_{20} 附近缓慢变化时的静态特性表示，而 LPLL 中 PD 的动作与此相反，有很大的不同。

闭环状态下，θ_1 不变、θ_2 接近 θ_1，换言之即 ω_1 不变、ω_2 跟随 ω_1 的动态特性如图 5.21。横轴 θ_e 是瞬时相位，同时也代表用 ω_{20} 归一化了的对应于 θ_e 的瞬时频率 $(\omega_1-\omega_2)$[1]。

4) 电压传递比 μ 的性质

从 VCO 的控制电压 v 到鉴相器的输出 v_d 的电压传递比 μ 可定义为

$$\mu \triangleq (\Delta v_d/\Delta v)$$
$$= (\Delta v_d/\Delta\theta_e)(\Delta\theta_e/\Delta\omega_2)(\Delta\omega_2/\Delta v) \qquad (5.22)$$

注意式(5.19)的微分，可见 $(\Delta\omega_2/\Delta v)$ 就是 m_{fv}，根据式(5.20)的定义，$(\Delta\theta_e/\Delta\omega_2)$ 具有时间量纲，而且一一对应，$(\Delta v_d/\Delta\theta_e)$ 可

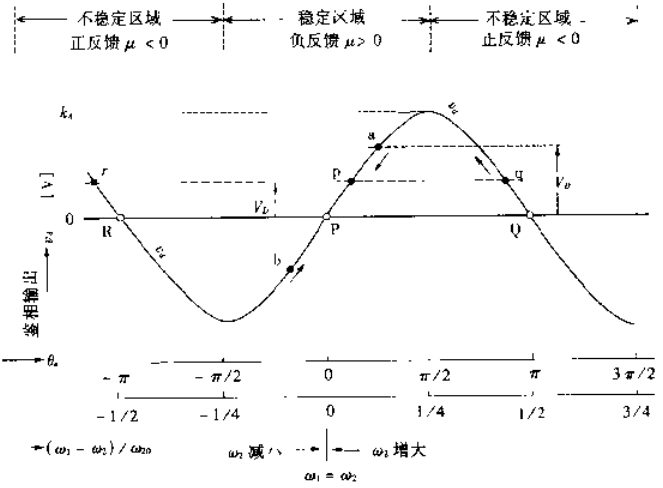


图 5.21 鉴相器的工作特性

1) 若用 ω 表示横轴，则 S 曲线与 ω_2 连动变化，难以解释动作概念。在此用 θ_e 表示横轴，代表可在 S 曲线固定不变的条件下观测。

用式(5.21)的微分表示,写为

$$\mu = m_f k_4 \cos\theta_e \tag{5.23}$$

θ_e 在 $\pm\pi/2$ 范围内时 μ 为正值,θ_e 在 $\pm(\pi/2 \sim 3\pi/2)$ 范围内时 μ 为负值,θ_e 恰好在 $\pm\pi/2$ 点时 $\mu = 0$[5.4),5.5)]。

(b)　闭环的性质

上一节中讲到,μ 值由于 θ_e 值的不同而具有正负值,以 $\theta_e = \pm\pi/2$ 点为分界点,环路为正反馈或负反馈。总之,尽管 LPLL 的构成元件全都是线性电路,但若研究相位或频率,它又具有典型的非线性电路的特征。这一点使得 LPLL 的同步问题复杂化。

分析非线性电路的大振幅动作很困难,所以下面分别在负反馈区域和正反馈区域进行线性近似,然后将每个区域的响应连接起来进行研究。仿真是检验连接结果的大振幅动作所不可缺少的手段。

1)　闭环增益

由图 5.19,开环增益很容易地写为

$$\mu G_0 \alpha \exp(j\phi) \tag{5.24}$$

其中 μ 是 VCO 的控制电压 v 到鉴相器输出 v_d 的电压传递比,G_0 是环路放大器的固有增益,α 是相对于环路滤波器通过域的衰减比,ϕ 是环路滤波器的相位推移角。

通过鉴相器 PD 鉴别信号 v_1 和 VCO 输出 v_c 间的相位,LPLL 具备对反馈信号求和的功能,并且构成了开环增益全部成为反馈量形式的反馈电路,故闭环增益 G 可写为

$$G = \mu G_0 \alpha \exp(j\phi) / [1 + H\mu G_0 \alpha \exp(j\phi)] \tag{5.25}$$

其中 H 是反馈系数,$H = 1$。

环路滤波器采用附录 7·2 所述的滞后-超前型,因此在低于低频截止频率 f_c、高于高频衰减不变的转折频率 f_{ch} 的区域内无相位滞后。因而在比 f_{ch} 高的区域内也可以只考虑 α,采用与低频区同样的设计方法。

2)　μ 的正负与 LPLL 系的性质

μ 为正值时,由式(5.23)可知,在图 5.21 的相位轴上 $\pm\pi/2$ 的范围内 μ 为正值。而且若 θ_e 的值很小,则 v_1 处于环路滤波器的

通过域上，可取 $\alpha\exp(j\phi)=1$

由于 G_0 可以任意选取，所以可使 μG_0 远远大于 1。看一下式(5.25)可知，闭环增益 G 无限接近于 1，但决不会大于 1。形成与射极跟随器相同形式的反馈。显然 μ 为正值时，环路为负反馈，处于稳定区域。

环路增益的奇点，若 θ_e 接近于 $\pm\pi/2$，则 G 迅速变为小于 1。由于 θ_e 正好为 $\pm\pi/2$ 的点上 $\mu=0$，所以它是 $G=0$ 的奇点。

μ 为负值时，θ_e 在 $\pm(\pi/2\sim3\pi/2)$ 的范围时 μ 为负值，当 v_i 的频率远远高于环路滤波器的 f_{cA}、α 可看作实数时，若 G_0 大到足以使 $|\mu G_0\alpha|>1$ 成立，则式(5.25)的分子分母同为负值，而且分母小，故 G 大于 1。μ 为负值时环路为正反馈，是不稳定区域，不存在工作点静止不变的稳定点。

图 5.21 的相位轴上 $\pm(\pi/2\sim3\pi/2)$ 的范围为不稳定区域。落在不稳定区域的工作点，如果 G_0 大到某一程度，那么虽然有迁移时间的快慢问题，它最终一定会进入稳定区域。

随着工作点向稳定区域接近，ω_1 与 ω_2 的差值缩小，环路滤波器的衰减减小，α 增大。因此 v_i 的振幅逐渐增大，作为触发器的效果加大，当 G 大于 1 时引起弛张振荡。通过弛张振荡跃过上述 $G=0$ 的奇点[1]。

(c) 相位同步的恢复原理

考虑一下当环路以相位误差 θ_e 同步时，θ_e 由于某种原因产生波动，系统要再次恢复到同步的恢复过程。

1) 控制电压的收敛

在频率牵引及相位牵引过程中，VCO 的控制电压 v 可写为

$$v=G(v_d+v_i)$$

其中 G 是闭环增益。

相位牵引就是 v_i 在一个周期内消失的过程，v 收敛到

$$v=Gv_d \tag{5.26}$$

1) 开环增益不是充分大时，不能发生弛张振荡，在这种情况下，由于加载的 v_i 具有能量，所以也可以越过奇点。

2)同步条件

假设 θ_e 的波动很小，v_i 位于环路滤波器的通过域内。相应于 $\dot{\theta}_e$ 波动的瞬时频率的波动为式(5.20)的微分，具有以下关系

$$\dot{\theta}_e = (\omega_1 - \omega_{20}) - m_f v \tag{5.27}$$

这是一阶环 LPLL 的非线性微分方程式[5.2]。

要恢复到同步，v 收敛到式(5.26)的值，则必定有下式成立

$$\dot{\theta}_e = (\omega_1 - \omega_{20}) - m_f G v_d$$

在此用 $m_f G$ 归一化 $\dot{\theta}_e$，则有

$$\dot{\theta}\theta_e / m_f G = [(\omega_1 - \omega_{20}) / m_f G] - v_d \tag{5.28}$$

该关系即为同步条件。

要恢复同步，必须消除 θ_e 和 v_d 的波动，同时瞬时频率的波动 $\dot{\theta}_e$ 也必须为 0。更直接地讲，即式(5.28)的右端为 0 时，满足同步条件。将这时的 v_d 的收敛值定义为相位差电压 V_D，有

$$V_D \triangleq (\omega_1 - \omega_{20}) / m_f G \tag{5.29}$$

在图 5.21 中，若求 v_d 和 V_D 的交点，则在 $\pm\pi$ 区间内可求得两个交点。用 p、q 表示，用 r 表示 q 的 -2π 的对称点。在这 3 点上满足 $\dot{\theta}_e = 0$ 的同步条件。

3)　相位同步的恢复形式

θ_e 波动较小时，假设环路同步，工作点位于图 5.21 中的 p 点。此时环路构成负反馈系统，点 p 是稳定的平衡点。假设由于噪音等的干扰，输入信号的瞬时相位发生瞬时波动．从而工作点脱离平衡点 p 而移动到点 b。要再次恢复到同步，v_d 必须收敛到 V_D，所以恢复力作用在箭头所示方向，由于途中存在着稳定点 p，所以工作点不跳跃[1]，在 v_i 的一个周期内达到同步，同时 v_i 消失[5.2]。

这里估计不跳跃地同步的 θ_e 的范围是以基准相位 0 为中心的 $\pm\pi/2$ 的范围，通过仿真明确了这一点。为便于下面讨论，将这种同步模式简称为同步化模式 1[5.5]。

θ_e 波动较大时，如果 θ_e 偏离很大，脱离同步，则恢复过程比较

1)　跳跃(cycle skipping)：向量脱离稳定点转一周称为跳跃。作为同义语，也经常使用跳转(slipping)。

复杂。假设工作点落在图 5.21 的 Q 点附近。由于环路构成正反馈系统，正反馈使得 v_d 的正值增大，同时 ω_2 也增大，因此 $(\omega_1 - \omega_2)$ 的值减小。由于 v_f 加载在 v_d 上，所以工作点反复加速减速，沿着 S 曲线向左移动，当环路增益 G 接近于 1 时，v_f 起触发器作用，G 大于 1，通过弛张振荡越过 $G=0$ 的奇点进入稳定区域[5.4],[5.5]。

工作点在不稳定区域移动期间属于频率牵引过程，进入稳定区域后的收敛过程属于相位牵引过程。工作点一旦进入稳定区域，就会在 v_f 的一个周期内达到同步，收敛到 v_d 和 V_D 的交点 p。为便于下面讨论，将这种同步模式简称为同步化模式 2[5.5]。

(d) 同步牵引原理

上节讨论了同步状态下，工作点波动时的恢复过程。当频率为 ω_1 的信号，在 VCO 以 ω_{20} 自由振荡状态下引入时，即环路的第一次同步牵引过程与恢复过程有所不同。

关于直接进入同步的模式 1 和从频率牵引开始经弛张振荡进入相位牵引的模式 2 这两种形式，第一次同步牵引过程与恢复过程是相同的。不同之处在于工作点的初始值和与之相应的不同的响应。

1) 同步化模式的两种形式及其边界

由于 v_d 的初始值为 0，所以当信号引入时，工作点有以下两种形式：从图 5.21 稳定区域的 P 点开始运动或从不稳定区域的 Q 或 R 点开始运动。工作点的运动以何种形式开始是由信号引入瞬间，ω_1 与 ω_{20} 的差所确定的 θ_e 是否在 $\pm\pi/2$ 的范围内决定的[1]。

$G=0$ 的奇点位于图 5.21 的横轴上 $(\omega_1 - \omega_2)/\omega_{20} = \pm 1/4$ 点。因为在信号引入之前，$\omega_2 = \omega_{20}$，所以 ω_1 相对于 ω_{20} 有以下关系存在，即

$$\omega_1 = (1 \pm 1/4)\omega_{20} \tag{5.30}$$

估计该奇点即为两种模式的边界。在仿真时，详细考察了该边界频率附近的情况[5.5]。

1) 工作点从 P 开始运动也好或从 Q 或 R 开始运动也好，为什么它能那么容易地越过奇点呢？也许会有这样的疑问。这是因为横轴上初始条件为 0 的点，仅在 θ_e 的每隔 $\pm n\pi$（n 为整数）的点上离散地存在。

2)　直接进入相位牵引的形式

当 ω_1 与 ω_{20} 差值很小，θ_e 在以图 5.21 中的原点 P 为中心、$\pm\pi/2$ 的范围内时，工作点的初始值为 P。信号一被引入，工作点受 v_i 的第一波的激励，向 v_d 与 V_D 的交点 p 移动，由于 p 是稳定点，所以不发生跳跃，在 v_i 的一个周期内达到同步。这种同步化形式属于模式 1。

3)　经频率牵引进入相位牵引的形式

以 ω_1 与 ω_{20} 差值很大，并且 $\omega_1 > \omega_{20}$ 的情况为例进行说明。将这种情况下的动作分解表示为直流成分 v_d 和加载在其上的 v_i，如图 5.22 所示。图 5.22(a)表示 v_i 成分，图 5.22(b)表示直流成分 v_d、图 5.22(c)是两者叠加的状态。

v_d 的初始值为 0，工作点位于 Q 点。如图 5.22(b)所示，工作点感应 v_i 的第一波，阶段地产生直流成分，由于正反馈 v_d 增大，同时 ω_2 增大，因此如图 5.22(a)所示，v_i 的频率逐渐减小。实际情况如图 5.22(c) 所示。由于 v_i 加载在 v_d 上，所以 ω_2 不是单调增加，而是反复地增大减小地接近 ω_1。

在进行频率牵引时，v_i 的频率逐渐减小，工作点一进入低于环路滤波器的 f_{ch} 的区域，α 开始迅速增大，所以形成正的触发器，环路增益一大于 1，就引起弛张振荡，阶跃地进入相位牵引过程，收敛到与 V_D 的交点 a(稳定点，由于频率偏离很大，所以比 p 大)，这种同步化形式属于模式 $2^{[5.5]}$。

从频率牵引过渡到相位牵引的前沿是弛张振荡，v_d 的响应极快，并伴有超调。而后沿进入稳定区域，如图 5.22(b)所示缓慢收敛。

过渡时间的快慢依赖于开环增益($|\mu G_0 \alpha|$)。开环增益小则频率牵引时间长，过小则需要更长的同步牵引时间。另一方面，若 G_0 大，则过渡时间短，若非常大，则在信号引入的瞬间，v_i 的第一波就起触发器作用，进入相位牵引过程。因此如果只观测控制电压 v 的响应，很容易误以为是模式 1，但严格来讲它是模式 2，并非同步化模式发生改变。

如前所述，同步化模式为 1 或 2 取决于 ω_1 和 ω_{20} 的差值，所

以不应该从控制电压的响应波形来判断。更详细地讲，即模式 1 的响应是负反馈区域内的过渡过程，所以响应缓慢。而弛张振荡的响应以快速为特征。

与前面讨论的（$\omega_1 > \omega_{20}$）的情况相反，$\omega_1 < \omega_{20}$ 时，所有的电压响应都是正负对称。这可通过仿真来明确。

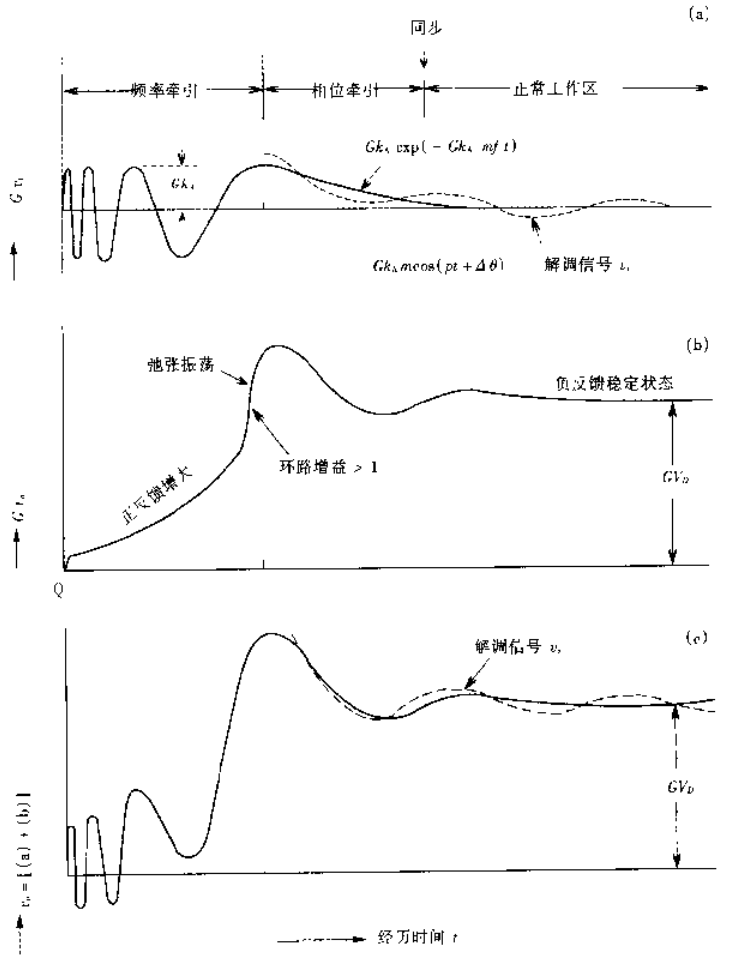


图 5.22 LPLL 的同步牵引过程的模式图（$\omega_1 \gg \omega_{20}$ 时）

5.3.4　调相波的解调

前面都是用单一频率的正弦波作为输入信号。如果输入信号是调相波（包括调频波），则可得到解调信号 v_s 加载到 V_D 上的情况，从频率牵引进入相位牵引的动作加快。这里也以（$\omega_1 > \omega_{20}$）为例进行说明。

(a)　缩短频率牵引时间

当信号 v_1 是调相波时，式(5.16)可写为

$$v_1 = A\cos(\omega_1 t + m\cos pt + \phi_{10}) \tag{5.31}$$

其中 m 为相位调制指数，p 是调制信号的角频率。

故频率差成分 v_l 为

$$v_l = k_A\sin[(\omega_1 t + m\cos pt + \phi_{10}) - (\omega_{20} t + m_f + \int vdt\phi_{20})] \tag{5.32}$$

信号 v_l 的瞬时角频率 $\dot{\theta}_1$ 及式(5.17)所示的 v_c 的瞬时角频率 $\dot{\theta}_2$ 为

$$\dot{\theta}_1 = \omega_1 - mp\sin pt$$

$$\dot{\theta}_2 = \omega_{20} + m_f v$$

故 $\sin pt = 1$ 时，即 $\omega_1 - mp$ 时瞬时角频率的差最小，容易进入相位牵引。实际上，在 $\sin pt$ 接近 1、v_l 的正峰值到来时，进入相位牵引过程。通过仿真可明确这种情况。

(b)　调相波的解调原理

同步时加载在控制信号 v 的稳定值 V_D 上的微小变化 v_s 就是被解调的信号。同步时 $\dot{\theta}_e = 0$，$\omega_1 = \omega_2$，故此时 v_l 不存在。这里，将式(5.32)改写成只剩下微小变化 v_s 的形式，显然（$m_f \int vdt$）中也含有 v_s 成分，于是可写为

$$v_s = Gk_A\sin(m\cos pt - m_f \int v_s dt) \tag{5.33}$$

若调制较浅，括弧中值很小，因此在保证足够精确的条件下，v_s 可写为[1]

$$v_s \approx Gk_A(m\cos pt - m_f \int v_s dt) \tag{5.34}$$

按照附录6的推导，v_s 的解用式(附6.11)表示为

1)　θ 为充分小时，$\sin\theta \approx \theta$。

$$v_s = Gk_M m\underbrace{[\cos(pt + \Delta\theta)}_{\text{相位偏移 } \Delta\theta \text{ 的调制信号}} + \underbrace{c\exp(-G k_{4mp})]}_{\text{相位牵引的过渡项}} \tag{5.35}$$

其中 $\Delta\theta = -\tan^{-1} Gk_4 m_f / p$ (5.36)[5.4]

式(5.35)的第1项是相位偏移 $\Delta\theta$ 的调制信号成分，它就是调相波被解调的结果。又因为 $\Delta\theta$ 有负值，故解调的信号的相位比输入信号慢 $\Delta\theta$。该 $\Delta\theta$ 是跟踪调制信号的相位所需的最小的相位滞后。

另外第2项为相位牵引的过渡项，C 是积分常数，假设在用作触发器的 v_i 的正峰值(Gk_4)处恰好进入相位牵引，则 $C=1$。v_i 收敛时剩余的 v_s 的曲线如图 5.22(a)、(c)中虚线所示。最终 v_s 加载在 V_D 上。

与前面讨论的 $\omega_1 > \omega_{20}$ 情况相反，$\omega_1 < \omega_{20}$ 的情况下，所有电压响应都是正负对称，$\Delta\theta$ 也变成超前的相位。

5.3.5 同步过程的仿真

下面对比一下上述的解析结果和仿真结果。

(a) 仿真系统的构成

在仿真同步牵引过程时，就图 5.19 的系统图中所示的 LPLL 系统，假设 VCO 的自由振荡频率 $f_{20} = (\omega_{20}/2\pi)$ 为 100kHz(误差为 0.05%)。先使 VCO 自由振荡，等到 VCO 的频率稳定下来，再加上延迟 100μs、峰值为 1 波特、频率为 $f_1 = (\omega_1/2\pi)$ 的输入信号。

在观测控制信号 v 时，为了能明显观测到 v_i 的详细波动情况，在环路外设置了滤波器 LPF.1，其截止频率取 60kHz，并充分滤除残余的高次频率成分。

另外在观测 v 中包含的直流成分的过渡状态 G_{VA} 时，再设置一个截止频率减小到 20kHz 的滤波器 LPF.2，以便滤除 v_i 成分。

(b) 解析结果与仿真的对比

1)频率牵引的模式图与仿真的对比

图 5.23(a)是信号频率远远偏离中心频率 f_{20} = 100kHz、产生模式 2 的响应时的典型例子。明显可见直流成分 v_s 逐渐增大，工

作点从不稳定区域向稳定区域移动的情况。这是在 v_d 上叠加了 v_t 的情况，它与叠加图 5.22 的模式图(a)与(b)而产生的(c)极其相似。

特别是 v_t 的峰值到来、环路增益大于 1 时，明显可见 v_t 起触发器作用，通过弛张振荡阶跃地进入稳定区域。可见由于触发器效果引起弛张振荡、从频率牵引进入相位牵引这一预测是正确的。

2)　($\omega > \omega_{20}$)和($\omega < \omega_{20}$)时响应的对称性

图 5.23 是以中心频率 $f_{20} = 100\text{kHz}$ 为中心，信号频率差对称分布时的典型动作例，图 5.23(a) 与图 5.23(c) 分别取频率为

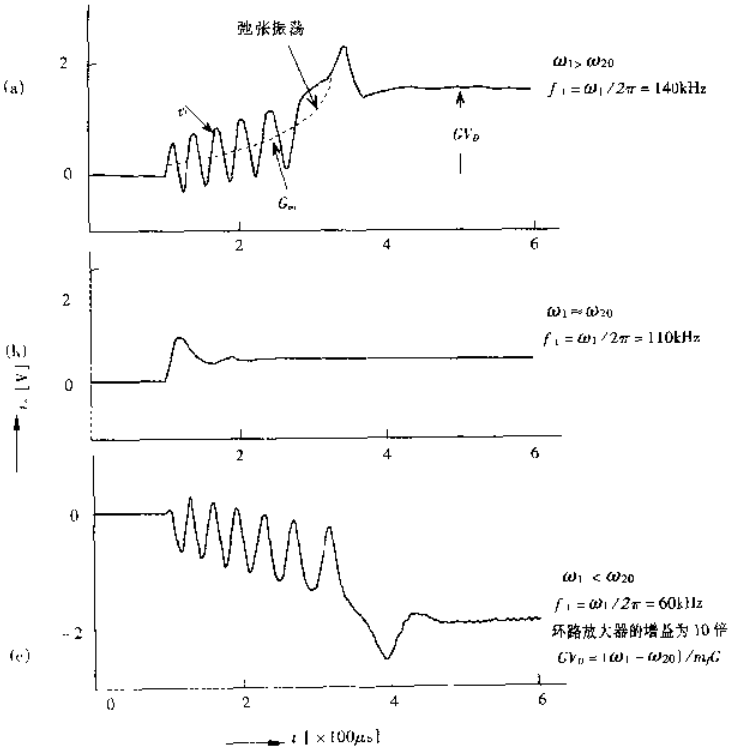


图 5.23　典型的同步牵引过程

140kHz 与 60kHz，它们表现出响应在振幅轴上反转的情况。由此验证了根据 ω_1 比 ω_{20} 大或小，响应为正负对称。

3) 同步化模式 1 与模式 2 的本质上的不同

图 5.23(b) 是输入信号频率 f_1 取与 f_{20} 接近的 110kHz 的情况。它与一加入信号就直接进入相位牵引过程的同步化模式 1 对应，在短时间内即可同步。图 5.23(a)及图 5.23(c)是 f_1 远远偏离 f_{20} 的情况，它们对应着同步化模式 2，因此理论上同步时间要长一些。该结果表明同步化模式 1 与模式 2 的工作原理中存在着本质的不同。

4) 开环增益与牵引特性的关系

图 5.24 是将信号频率固定在 140kHz，通过改变环路放大器的增益 G_0 来比较频率牵引时间的变化。频率牵引时间的快慢在很大程度上依赖于开环增益 $|\mu G_0 \alpha|$，通过仿真结果明显可见这种情况。

在 5 倍增益时，整个观测时间内都没有达到同步，10 倍增益时好不容易达到同步。可以认为这个倍率左右的值，是使同步时间迅速缩短的一个阈值。该阈值与环路滤波器的衰减特性 α 有很大关系。

在 12 倍增益时，频率牵引时间显著缩短。20 倍时，可见信号的第一波用作触发器，通过弛张振荡以极短的时间进入相位牵引。而且倍率越高，弛张振荡的响应越快。

由这一仿真结果可见，如将开环增益取得非常大，即使由于某种原因远远偏离同步，那么通过弛张振荡也会很快返回到同步状态。同时该结果也给予我们一个选择合适环路增益的指导。

值得注意的是，尽管 G_0 倍率很高时的牵引响应属于经由频率牵引的模式 2，但是很难将它与图 5.23(b) 所示的直接进入相位牵引的模式 1 的响应区别开来。这是使用已有的 IC 制品时值得注意的，以后再进一步阐述。

5) 闭环增益式(5.25)的正确性

注意一下图 5.24 中相位差信号 GV_p 的收敛值。系统同步、工作点收敛到稳定区域时，μ 为正值，故环路为负反馈系统。此时闭

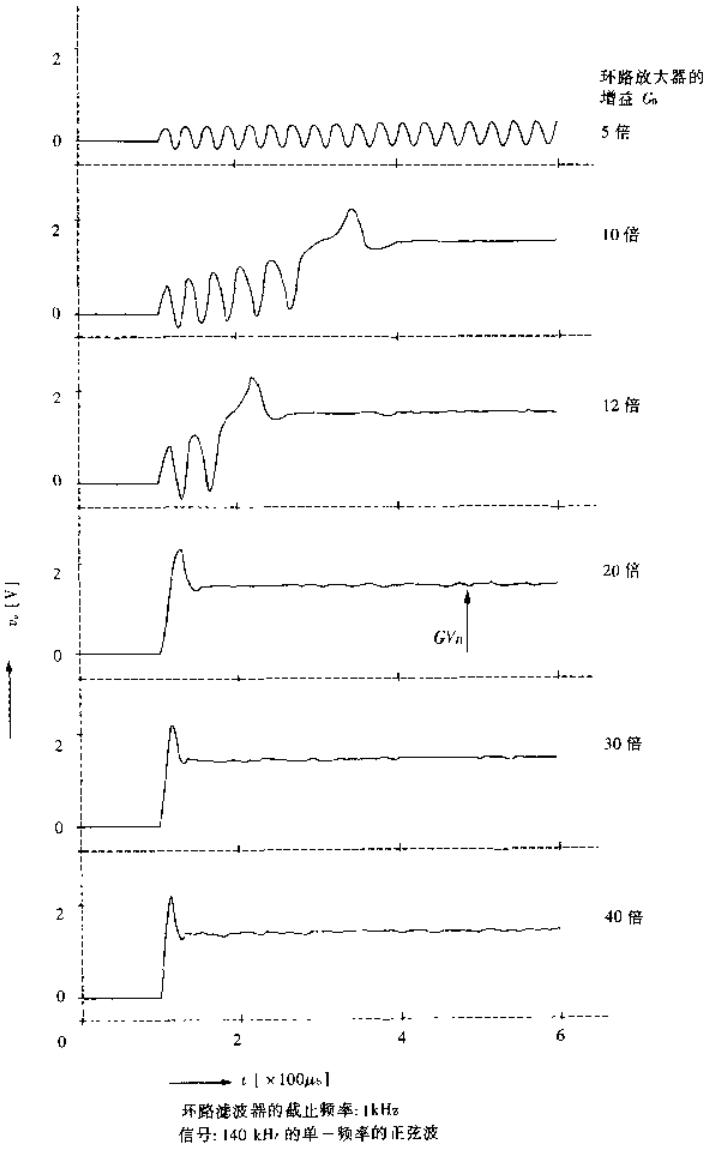


图 5.24 环路放大器的增益与牵引特性的关系

环增益 G 非常接近 1，但不会大于 1。图 5.24 说明了达到稳定状态时，相位差信号 GV_0 与 G_0 无关地收敛到一定值的情况，从而说明了式(5.25)的正确性。

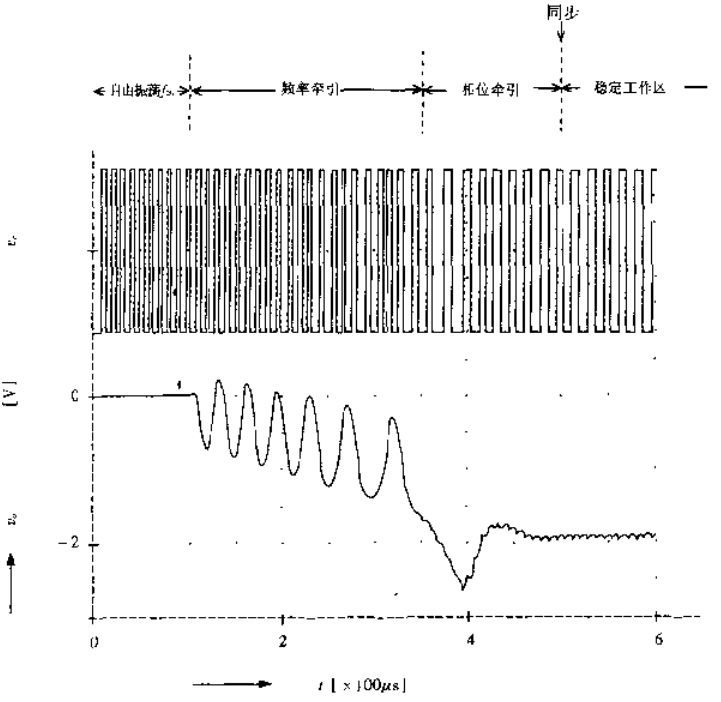


图 5.25 VCO 的频率被信号频率牵引的过程

6) 相位调制深度与同步时间的变化

图 5.26 表明了相位调制深度与同步时间变化的关系。其中，信号的载波频率取 140kHz，对其用 2kHz 的正弦波调相，取其调制指数为 0 和 5 两种情况。另外，环路放大器的增益 G_0 取得比 8 倍稍低一些，以便明确观测到动作状态的差异。

图 5.26(a)是 $m=0$ 即无调制的例子，达到同步约需 0.8ms。而在加有调制的图 5.26(b) 中所示的 $m=5$ 的例子中，可见以极短的时间即可达到同步。

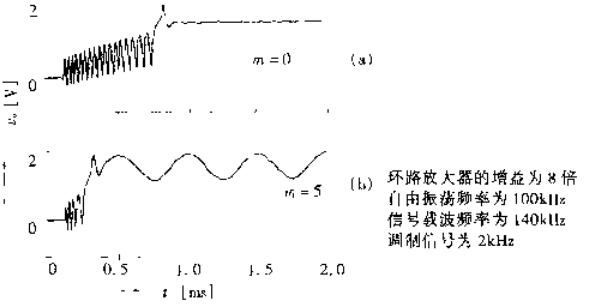


图 5.26　调相深度与牵引难易的关系

由该结果明显可见，若信号进行了调相，则如前所说明的那样，$(-mp\sin pt)$ 一项的作用很大，在 $(\omega_i - mp)$ 附近、v_i 为峰值时进入相位牵引，从而缩短了同步时间。

5.3.6　市售的 IC 化 PLL 的使用方法

图 5.27 是一个市售的 IC 化 PLL 的内部结构的例子。环路滤波器 LPF 的常数取值如下，从规格表中读取放大器 G 和端子 7 之间的内阻值，取外加阻值为其 1/10 左右，串联电容参见附录 7 确定

相位比较器 PD 具有增益，和放大器 G 合计的电压增益为 20 倍左右。通过滤波器从端子 6 取得解调输出。

若将端子 2(IN+)接地，则 VCO 自由振荡，从端子 4 或端子 5（事先接好）可读出其频率，所以关键是用 R_t 和 C_t 事先将它调整

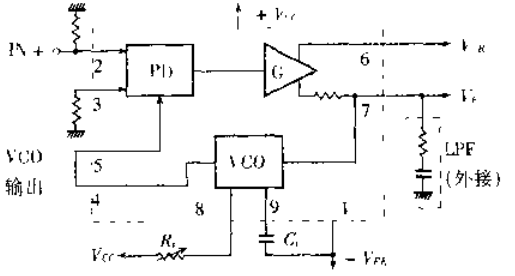


图 5.27　PLL 的内部系统图

到[1]的接收信号载波频率的 ±25% 以内，尽可能等于 ω_1。由图 5.21 可以猜想到，信号实际上不经过频率牵引过程，而是直接进入相位牵引过程。那么就不难理解这样选取 VCO 的自振频率的原因。

5.3.7 采用 PLL 对 FSK 及 PSK 的解调

图 5.28 是采用市售的 IC 化的 PLL 解调 PSK 的一个动作例子。输入信号 PSK 是用 125Hz 的 2 值信息调制 2kHz 的载波，进行信息 1 比信息 0 的相位滞后 π[rad]的调制。通常，在后面使用简单 *RC* 滤波器，再用差动放大器充分放大后取出解调输出。

PLL 是相位解调器，若解调 FM，则解调输出与信号频率成反比地减小，得到信号的积分形式的输出。因此，若解调数字频率调制即 FSK，则得到把方波积分的三角波输出。

图 5.29 是用 240Hz 开关 1.9kHz 和 1.66kHz 产生的解调 FSK 时的例子，三个频率必须同步。

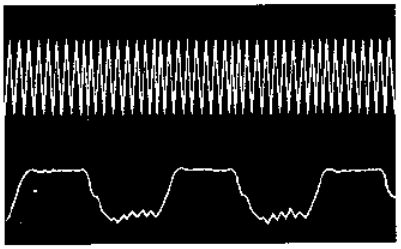


图 5.28 采用 PLL 对 PSK 解调



图 5.29 采用 PLL 对 FSK 解调

5.4　调频方面的各种问题

5.4.1　限幅器

尽管 FM 及 PM 的发送波中根本不包括调幅成分，但传送途中混入的噪音及传送线路状况引起的衰减、反射波的干涉等都会带来振幅的变化，所以必须去除这些成分。用作这一目的的电路称为限幅器。图 5.30 是一个限幅器的例子，它以正弦波的 0 电平为中心、±0.7V 左右进行振幅限制，可全部去除振幅的变化成分。通常限幅器并不单独使用，而是和中频放大器相组合，在其输入电路上设置限幅器，通过多次重复这一操作，可进行更完全的振幅限制。

5.4.2　预矫正

在间接调频时，将信号积分后再进行 PM 的方法已在 4.9 节中介绍过。因此，相位调制指数与信号频率成反比，信号频率越低，越需进行深度相位调制。最深的相位调制由要传送信号的最小的频率点决定。首先通过例题掌握一下概念。

若将信号频率取到 30Hz[1]，在 30Hz 进行 1.5[rad]的调制，则

练习题 2　用间接调频方式制作一台信号带宽为 50～15000Hz 的发送音乐的 FM 发送机。讨论一下调制信号的调制指数与调相深度的关系。

解：以理论上可进行最深度相位调制的锯齿波调制为例进行讨论。

锯齿波　理论上可进行 $\pm\pi$ 弧度的调制，但技术上的安全范围为 $\pm\pi/2$ 弧度[2]。若取 50Hz 时调制 1.5 弧度、则 500Hz 时为 0.15 弧度，以下同理见右表(表中 30Hz 是线性延长时的参考值)。

50Hz 和 15000Hz 的频率比为 300 倍，所以相位调制深度为 1/300。若调制浅，则相对于调制器本身固有噪声的充分大的差异消失了，信号品质下降。一般认为该表的值是实用中调制深度的最小值。

1)　一般认为高品质的音乐发送信号最低频率至少为 30Hz。

2)　若进行这样深的调制，非线性失真大，如不采用特殊调制法则不能实用，参见文献[4.5]。

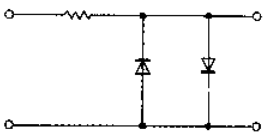


图 5.30 限幅器

调制信号频率[Hz]	调制深度[rad]
(30)	(2.5)
50	1.5
500	0.15
1500	0.05
5000	0.015
15000	0.005

为了保持调制深度的反比关系，必须再将调制深度减少到3/5。为保持良好质量调制不能很浅，所以通常从50Hz左右向低频方向，调制不会因反比关系变深。

为此，在低于50Hz的频率时，通过不完全积分电路进行PM。用作这一目的的电路称为预矫正(pre-distorter)。图5.31是其常数的例子，30Hz，比$1/\omega$特性约低3dB。

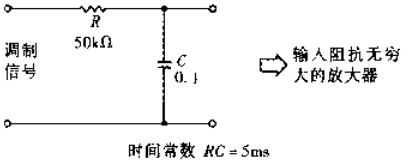


图 5.31 预矫正的常数例

5.4.3 预加重和减加重

通常包括音乐在内的声音信号，在频率越低的区域振幅越大，在频率越高的区域振幅越小。但因为高频成分对清晰度、音质、音色等有显著影响，所以即使它们振幅小，但也是不可忽视的重要成分。

信号功率S与噪音功率N之比定义为S/N(信噪比)[1]，为保保证良好的通信质量，显然S/N值越大越好。在调频器中，噪音N的电平是由载波本身的相位波动决定的，而相位波动作为噪音

1) 通信系统中S/N的定义有若干个，下面介绍经常使用的一种评价方法。用某特定频率(声音信号多使用1kHz)的正弦波进行规定深度的调制，S/N定义为：解调该载波的信号功率与解调无调制载波时的信号带宽内的整个噪声功率的比。

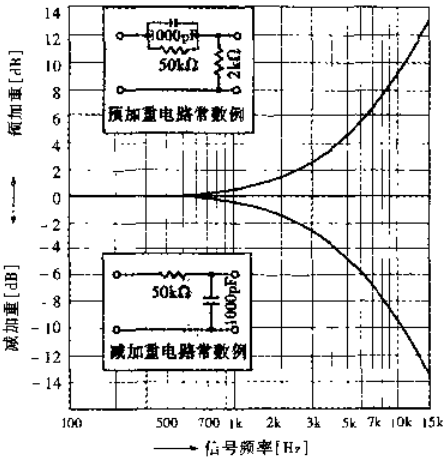


图 5.32　预加重和减加重的频率特性

在整个频带宽度内都是均匀分布的。而调频波的相位调制指数与调制信号的频率成反比地减小，故 FM 越是高音域，$S/N_{\Delta B}$ 越差[1]。

因此，在发送侧预先强调小振幅的高音域振幅后再调制，接收侧则先抑制解调后高音域的振幅，然后再将频率特性还原，从而可以改善高音域的 $S/N_{\Delta B}$。在发送侧强调高音域称为预加重(pre-emphasis)，从 1kHz 左右逐渐增大，从 3kHz 左右开始使之在高频域具有微分特性。在接收侧使之具有完全对称的积分特性，从而将频率特性还原称之为减加重(de-emphasis)。日本工业标准(JIS)规定在 FM 广播上使用 50μs 的时间常数，接收、发送侧分别具有图 5.32 所示的频率特性。

练习题 3　使用调相器生成 FM 发送波，画出其系统图。

解：　图 4.19 中已经画出了间接调频的系统图。但在 FM 发送中，最低频率至少需要传送到 30Hz，如练习题 2 所述，完全积分并不合适，需使用预矫正。

1)　这里讲的 $S/N_{\Delta B}$ 是指用任意频率的正弦波进行规定深度的调制，对它解调时的信号功率与以该频率为中心的较窄的带宽 ΔB 内包含的噪音功率之比。

而且，FM 广播必须使用时间常数为 50μs 的预加重，故其系统图如图 5.33 所示。

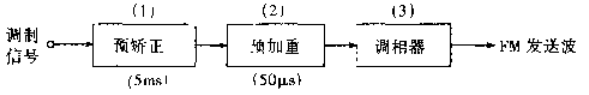


图 5.33 调相器构成的 FM 发送机的系统图[(1)与(2)的顺序可颠倒]

5.4.4 FM 立体声广播

FM 广播大致可分为单声道（monophonic）广播和立体声(stereophonic)广播 2 种[1]。单声道广播只是用小于 15kHz 的声音信号进行 FM，而立体声广播是用左右两个话筒收集音源信号，在接收侧则用左、右两路喇叭重放，从而产生立体音效[2]。

用单声道收音机接收立体声广播时，只能听见左侧 L 或右侧 R 的单侧声音信号，这是极不自然的再生音。因此单声道收音机必须再生将左右加在一起的(L + R)，立体声收音机必须分别再生 L 和 R。称之为兼容性(compatibility)。下面对立体声广播系统进行说明。

图 5.34 是立体声广播调制信号的频谱图，在低于 15kHz 的带宽内有(L + R)，称为主信道。在 19kHz 点上输入正弦波作为控制信号。在 23 ~ 53kHz 范围内，以 38kHz 作为副载波，以 BSB 形式配置左右的差信号，称为副信道。将它们概括起来称为立体声合

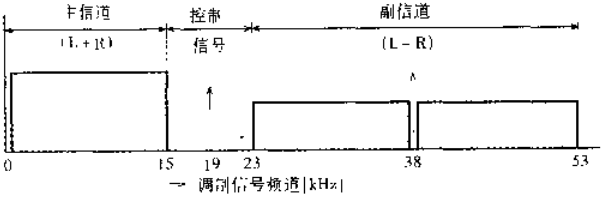


图 5.34 FM 立体声广播的调制信号的频谱

1) 下面将前者简称为单声道广播，后者简称为立体声广播，日本有一个单声道的惯用语，它表示单声道，但不是学术用语，因此简称为单声道。

2) 无论单声道还是立体声，最大频率偏移 Δf 都为 ±75kHz，加 50μs 的预加重。

成信号。图 5.35 是产生立体声合成信号的电路系统图。

单声道收音机解调 FM 后，截断 15kHz 以上的频率，可得到(L+R)。立体声收音机将低于 15kHz 的(L+R)、19kHz 的控制信号、23～53kHz 的(L－R)分别分离然后取出。将 19kHz 倍频后生成 38kHz，若用该 38kHz 去同步解调 BSB，则得到(L－R)，然后进行以下操作：

$$(L+R)+(L-R)=2L \quad (L+R)-(L-R)=2R$$

分解出 L 和 R，再生出立体声效。

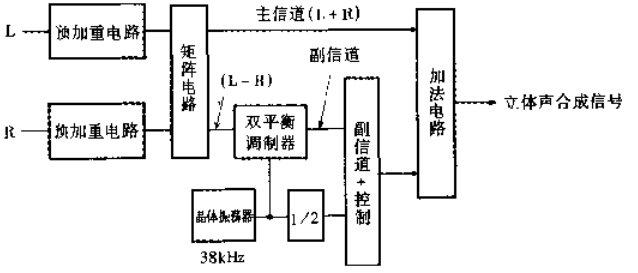


图 5.35　FM 立体声合成信号的合成系统图

图 5.36 是通过可变电抗法，由立体声合成信号直接进行 FM 的方法。它需要 AFC(用虚线框起来的部分)。随着 IC 的发展，今天 AFC 已成为很容易的技术，它成为 FM 广播系统的主流。

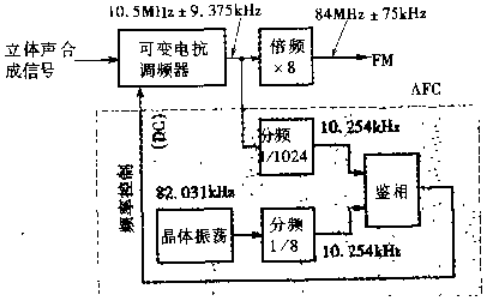


图 5.36　FM 立体声发送机的系统图(可变电抗方式)
(标准数字是载波为 84MHz 时的建议方案。
立体声信号的合成阶段同图 5.35)

5.4.5 自动频率控制

根据使用目的不同，*自动频率控制*（automatic frequency control; 简称 AFC）大致分为二种用途。第一种是用于稳定 FM 发送机的中心频率，第二种是在使用超外差方式的 FM 接收机上，控制局部振荡器的频率，使中心频率总处于鉴频器的 S 形特性的中央。

(a) 在 FM 发送机上进行 AFC

直接可得到 FM 波的可变电抗方式，很容易进行深度频率调制，故倍频段很少即可。但振荡器不能用晶体控制。为此使用 AFC 稳定中心频率。

图 5.36 中虚线围起来的部分是在发送侧进行 AFC 的实例。该例中，FM 输出的倍频以前的频率为 10.5MHz。显然有 ±9.375kHz 的频率偏移，可把它看作调相波。将它分频 1/1024，使中心频率约为 10.3kHz。

另外，设置频率为 82.031kHz 的晶体振荡器，将它分频 1/8 得到 10.3kHz，以此为相位标准进行鉴相。其输出由 FM 波的解调成分和直流成分组成，直流成分的正负及其大小都随着相位超前或滞后而发生改变，所以若通过时间常数非常大的电路滤除信号成分，只将直流成分负反馈回去，可将振荡器的平均相位控制在相位标准波的一个微小误差范围内。其结果可保证 FM 波的中心频率具有与晶体振荡器同等的稳定度。

随着 IC 技术的发展，目前分频及相位牵引技术取得了很大进步，与有多个倍频段的间接调频相比，图 5.36 的方式更为简单、小巧。因此直接调频法成为 FM 发送机的主流。

(b) 在 FM 接收机上进行 AFC

图 5.37 是普通的 FM 接收机的结构图。在进行 IFA 以前，它与 AM 的超外差接收机结构相同，故不再赘述。在充分放大中频后，用限幅器(LMT)进行振幅限制，再用鉴相器(DISC)解调。解调输出经过减加重电路(DE-EMP)后，成为声音输出。另外，解调输出中除了声音信号外，还包括直流成分，随着中心频率从鉴相器的 S 形特性中央向某一方向偏移，其正负极性发生变化。若通过时间常数非常大的电路，只将 DC 成分负反馈回去，以控制局部振

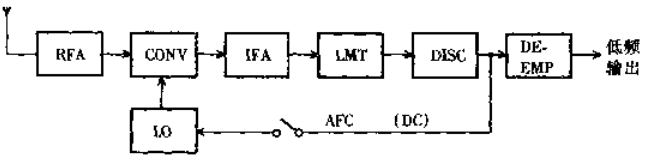


图 5.37　FM 接收机的结构

荡器(LO)的频率,则可以使中频(IF)的中心频率不会偏离鉴相器中心。

在接收机的 AFC 上必须准备闭合开关。在切断状态下选择 AFC 功能,当 IF 中心频率来到鉴相器中央时,开关闭合,引入局部振荡器功能。

练习题 4　在 FM 发送侧进行的 AFC 中,先分频,然后再鉴相,说明这样做的理由。

解:　以图 5.36 为例进行说明。若将 ±9.375kHz 的频率偏移,换算成调制信号 30Hz 时的相位偏移有

$$m=\frac{\Delta\omega}{p}=\frac{\Delta f}{f_m}=\frac{9.375\times10^{-3}}{30}=3.125\times10^{2}\quad[\text{rad}]$$

理论上鉴相器可以鉴别的相位偏移为 $\pm\pi/2$,但实际使用中将 $\pm\pi/4$ 作为一个限值。若估计取 1/2 左右的安全系数,则上述相位偏移达到 $\pi/8$ 左右之前需要分频。由于用二进制构成分频器比较方便,所以,若用 2^n 表示所需的分频比,则必须有

$$2^n\geqslant\frac{3.125\times10^{2}}{\pi/8}=7.96\times10^{2}$$

n 是二进制的所需阶次,为正整数。解得

$$n\geqslant\frac{\log7.96\times10^{2}}{\log2}\approx9.637\qquad n=10$$

即需要 $2^{10}=1024$ 的分频。

另外,频率为 100kHz 左右的晶体振子元件最容易加工,而且稳定性好,所以可从 100kHz 左右进行约 1/10 的分频形成相位标准波。但是分频比大约取 10 时,即使不是 2^n 形式也容易得到任意的分频比,不必局限于图 5.36 所示的 1/8。

5.4.6 电视的声音多路广播

图 5.38 是电视电波的频谱图，图中画出了第 1 信道。图像的载波为 91.25MHz，是 AM 的 VSB。图像的信号带宽为 4MHz，由于是 VSB，所以 6MHz 的信道宽度中用到 5.25MHz。声音的载波比图像的载波频率高 4.5MHz，为 95.75MHz。传统的发送方式是预加重 75μs[1]、频率偏移 ±25kHz 的 FM。

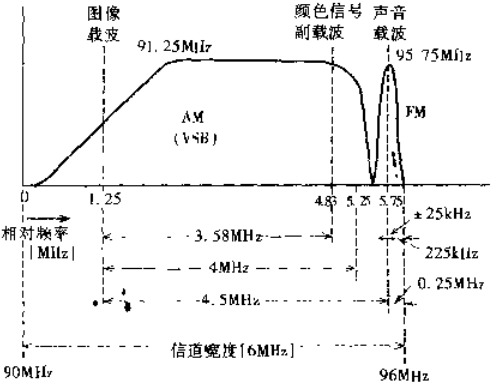


图 5.38 电视电波的频谱(传统方式)
(以 ch1 为例，相对频率在整个信道上都相同)

如图 5.39 所示，多路化的声音的主信道(L + R)取到 15kHz，副信道(L − R，双语播放时为其它声音)以 31.5kHz[2]作为副载波，生成 FM，在频率轴上与主信道合成[3]，再以 55.125kHz[4]作为副载波，控制信号以 AM 形式排列。控制信号的调制信号为 982.5Hz 时是立体声，为 922.5Hz 时为双语，电视机会自动切换。

上述合成信号通过比图像信号高 4.5MHz 的载波(第 1 信道时为 95.75MHz)以 FM 波形式发送。因为控制信号的振幅微弱，所以声音的频带宽度实质上可以看成 47kHz，不必担心声音信号的

1) 预加重的时间常数比 FM 广播大。该值在多路化时也一样。

2) 是水平同步信号的 2 倍频率，使副载波与水平同步信号同步的目的在于防止两者的干涉。

3) 在将副信道与主信道合成时，用 FM 合成的目的是防止副信道影响图像。

4) 是水平同步信号的 3.5 倍。使之同步的理由与副信道时相同。

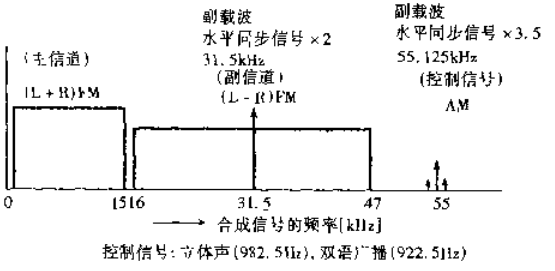


图 5.39　电视的多路声音频谱

下边带波影响图像，而且老式的接收机接收主信道，也保证了兼容性。

5.4.7　通过相位多路调制进行数据传送的概念

在 4.10 节已经阐述了相位推移调制(PSK)的原理，这里举一个 4 相调相的实例，讲述采用多元数字符号的相位多路调制数据传送的概念。

(a)　4 相调相的原理

图 5.40 是可传送 2 位 2 进制(称双位)信息的 4 相调相(下面简写为 4 相 PSK) 的原理，其中放置有标准 0°的载波和两个比它快 90°的载波(如图中虚线所示)。约定双位的第 1 行(低位行)的 **0** 代表 0°，**1** 代表反转相位后的 180°，第 2 行(高位)的 **0** 代表 90°，**1** 代表 270°，则 **00** 是 0°和 90°载波的向量合成，比基准相位快 45°。同

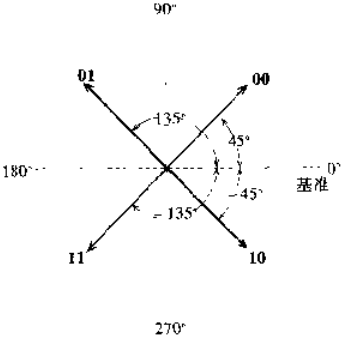


图 5.40　用 2 位 2 进制的数字符号进行 4 相调相

理，**01** 为 135°，**10** 为 −45°，**11** 为 −135°。这就是相位多路调制的原理[5.7],[5.8]。

现在的调制方法与以前有所不同。如图 5.41 所示，准备频率为 16.2kHz 的 4 相载波。另外，每个双位的信息放在记忆电路上，用符号将它分解，在一个时钟周期内[1]，用电子开关选择。

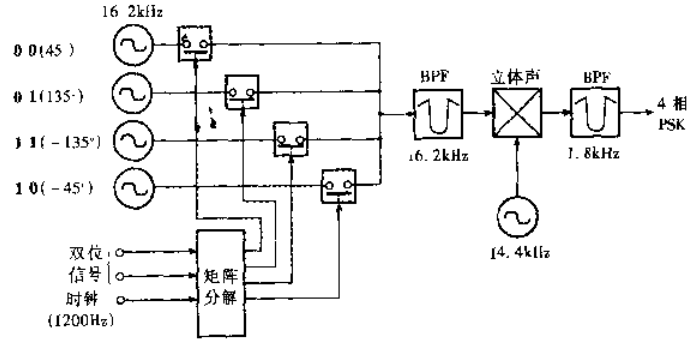


图 5.41 4 相 PSK 数据传送方式的系统图

这是因为随着逻辑 IC 的发展，很容易制成电子开关，可得到比频谱合成法更简单的相位多路调制波。

若在 16.2kHz 的 4 相 PSK 和 14.4kHz 的副载波之间进行外差，取出其差频 1.8kHz，则可得到以 1.8kHz 作为载波的 4 相调相波，使用普通电话线路即可发送。因而在传送线路上，并列信号以每个双位形式在时间轴上分解、排列，在接收侧再还原成并列信号。8 相 PSK 也可采取同样设计方法。

调制速度由发送时的时钟频率决定，单位用波特[B, Baud]表示。例如，时钟频率为 200Hz 时，调制速度为 200 波特。4 相 PSK 的数据传输速度为

数据传输速度 = 调制速度[波特] × 2[b/s]。

通常数据传送是双方向的，所以将调制器和解调器作为一组，称之为调制解调器(MODEM)。表 5.1 是现有 MODEM 性能

1) 参见第 5 分册《数字电路》。

表 5.1　调制解调器的性能

名　　称	DT-206	DT-1204	DT-2404	DT-4802
调制速度[B]	200	1200	1200	1200
数据传送速度[b/s]	200	1200	2400	4800
调制方式	FS	FS	4 相 PSK	8 相 PSK
线路信号[Hz]	[0] 1100 [1] 1300	[0] 1300 [1] 2100	载波 1800	载波 1800

的一个例子，可见相位多路调制方式在传送速度上是非常有利的。

(b)　4 相 PSK 的实例

图 5.42 是将 1.8kHz 的载波进行 4 相调相的调制波的实例。在此为便于理解，将调制速度降低到实用速度的 1/4，即 300 波特。

图 5.42(a)是使双位符号的时间系列按图 5.40 的顺序移动，在逆时针方向相位各超前 90°的调制例，可见相位的切换是缓慢进行的。

图 5.42(b)是按 00、11、10、01 的顺序选择符号系列，引入发生 180°相移的点、超前 90°相位点和滞后 90°相位点。显然，在相位发生 180°偏移的点上，可以看见非常显著的过渡状态。

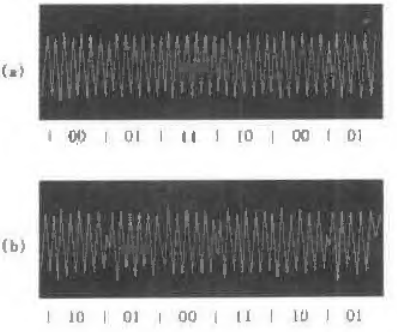


图 5.42　4 相 PSK 的调制波实例(载波 1.8kHz, 调制速度 300 波特)

由这两个图可见，相位切换点上混杂有调幅。所以在实际通信中，去除调幅成分和缓和过渡状态都是重要课题。

(c) 4 相 PSK 的解调

图 5.43 是 4 相 PSK 的解调系统图。4 相 PSK 的输入并列地加在 2 个鉴相器上。这里解调图 5.42(a)所示的波形。大量数据通信时，将相位标准波在其它线路上传送，当不能专门发送相位标准波时，将接收到的 4 相 PSK 进行 4 倍频，然后通过带通滤波器，再 4 分频从而再生载波。

为解调图 5.40 中的数据 00-11，使用比基准相位快 45°的载

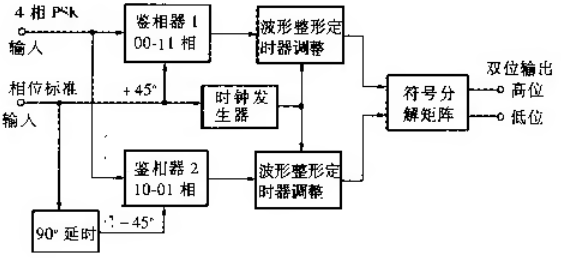


图 5.43 4 相 PSK 的解调系统图

波。如图 5.16 的说明，正交的 10-01 的平均值为 0，00 为正的输出，11 为负的输出，如图 5.44(a)所示。

同理，对于数据 10-01，采用比基准相位慢 45°的载波，正交的

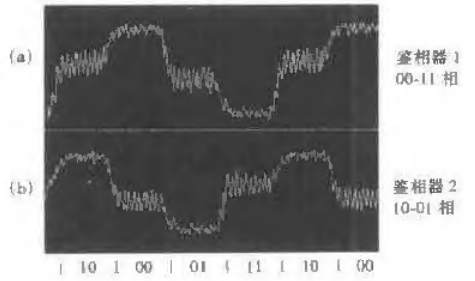


图 5.44 4 相 PSK 解调的实例

00-11 的平均值为 0，10 为正的输出，01 为负的输出。如图

5.44(b)所示。

然后，通过时钟电路进行波形整形、定时器的调整等，再通过符号分解电路还原成2进制位符号。

参 考 文 献

[1. 1] 川上正光：電子回路III，p. 1，共立出版（1955）
[1. 2] 後藤英一：非線形素子のパラメータ励振とその応用，信学誌，**38**，10（1955－10）
[1. 3] 砂沢 学：増幅回路の考え方，式（6·4），p. 124，オーム社（1979）
[1. 4] 小柴典居：増幅回路設計法，式（10·3），p. 216，オーム社（1986）
[1. 5] 電子通信学会編：電子通信ハンドブック，p. 398，電子通信学会（1967）
[1. 6] 川上正光：電子回路III，p. 23，共立出版（1955）
[1. 7] たとえば拙著[1·4），p. 18
[1. 8] 小柴典居：パルスとディジタル回路，オーム社（1968），（1974），（1985）
[1. 9] たとえば拙著[1·4），p. 237
[1. 10] たとえば拙著[1·4），p. 191
[1. 11] 服部秀三，山本外史：電子回路論（II），広川書店（1966）
[1. 12] 電子通信学会編：電子通信ハンドブック，p. 585，電子通信学会（1967）
[1. 13] たとえば拙著[1·4），p. 39－67

2

[2. 1] 小柴典居：パルス回路の基礎，オーム社（1983）

2，3 中多处参考过的文献

大越敬孝：基礎電子回路，オーム社（1967）
服部秀三，山本外史：電子回路論（II），広川書店（1966）

4

[4. 1] 前田憲一，林 龍一：周波数変調，修教社（1946）
[4. 2] 高安善市：周波数変調波のスペクトル分布について，信学誌，**34**，11，P. 605/615（1951－11）
[4. 3] 宮田房近：周波数変調波の所要帯域幅，信学誌，**27**，7，p. 500/506（1942－7）

[4. 4] J. R. Day: Serrasoid F－M modulator, Electronics, **21**, 10, P. 72/76 (1948－10)
[4. 5] 宇野，山口，西口，小柴：非線形ひずみの少ない広帯域PPM端局，研究報，**5**，1，p. 1/39 (1956)
[4. 6] 小柴，大坪：セラソイド変調方式の改良研究，東洋大学工学部・研究報告，**13**，p. 67/79 (1976)
[4. 7] 清水，鴻田：パルス回路の考え方，オーム社 (1979)，(1991)
[4. 8] 小柴典居：パルス回路の基礎，オーム社 (1983)
以下为本章多次参考过的文献
菅原鼎山，ほか：FM無線工学，日刊工業新聞社 (1959)
池上淳一，ほか：電子回路，オーム社 (1965)
大越敬孝：基礎電子回路，オーム社 (1967)
服部秀三，山本外史：電子回路論 (II)，広川書店 (1966)

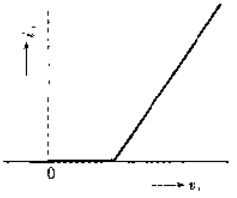
5

[5. 1] 小柴典居，清水賢資：パルス回路設計演習，産報 (1976)
[5. 2] F. M. Gardner: Phaselock Techniques, 2nd ed.; John Wiley & Sons, (1979)
[5. 3] Roland. E. Best: Phase－Locked Loops: Design, Simulation, & Applications; McGraw－Hill, New York, (1997)
[5. 4] 高畑，植田，小柴，一浦，鷲：シミュレーションによるPLLの同期引き込み過程の解析；信学論，J79－C－II，No. 8，pp. 400/412, (1996－8)
[5. 5] 小柴典居：LPLLの同期原理の解明：エレクトロニクス，Vol. 44, No. 7, pp. 57/64，オーム社 (1999，07)
[5. 6] 日本放送協会編：NHK技術ハンドブック，日本放送出版協会 (1970)
[5. 7] 吉田，北爪，山崎，天野：多相変位法による多重電信方式の研究，電気試験所記念論文集 (昭23－7)
[5. 8] 吉田，平林，北爪：位相弁別式搬送多重電信について，第4回信学秋期大会 (昭13－9)

附　录

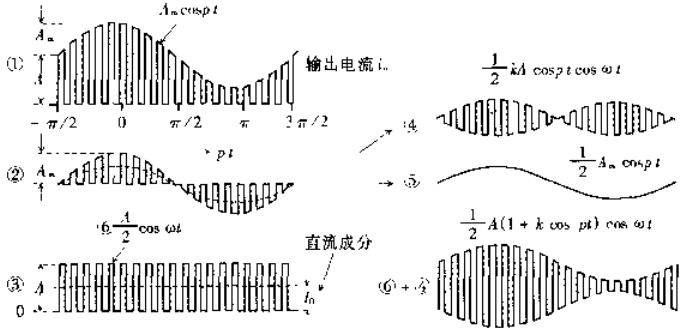
1. 通过线性调制器波形进行动作说明

在图 2.12 中，设调制元件的输入电压 v_1 和输出电流 i_o 的关系为附图 1 所示的折线，用方波近似载波 $A\cos\omega t$，画出其波形图。则其输出电流 i_o 如附图 2 ① 所示。



附图 1　线性调制器的电压 - 电流特性的折线近似

附图 2 ①的波形可分解为附图 2 ②和附图 2 ③。附图 2 ②又可分解为用虚线表示的平均值为 p



附图 2　线性调制器的二极管电流及其分解合成(用方波近似载波)

的成分附图 2⑤和双边带波成分附图 2④。附图 2③又可分解为平均值直流成分 I_0 和载波成分附图 2⑥。用数学式子表示为

$$i_o = I_0 + \underbrace{\frac{1}{2}A_m\cos pt}_{⑤} + \underbrace{\frac{1}{2}A\cos\omega t}_{⑥} + \underbrace{\frac{1}{2}kA\cos pt\cos\omega t}_{④}$$

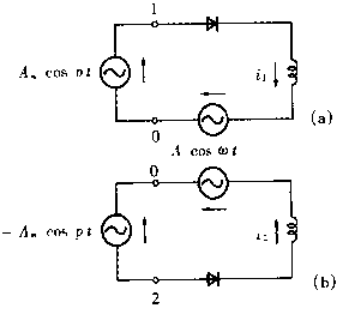
调幅波 (附 1.1)

其中 $k = A_m / A$，可见⑥ + ④是无失真的调幅波。

但是，即使是线性调制器，也不具备附图 1 所示的理想折线特性，必定有非线性项。即式(2.16) ~ 式(2.20)提到的高阶项，虽然它们的值很小，但都存在。所谓线性调制器，只是针对某一目的，其非线性项在实际中很小，可忽略不计。特别是练习题 5 中提到的 3 次项产生的 $(\cos\omega t\cos^2 pt)$ 是调制失真中的最大项，所以根据研究目的不同，不可全部忽视。例如，载波多路电话(在第 3 章末尾讲述过)的调制失真必须小于 -60dB(1/1000)。用单个调制器无法得到这样高的线性，需采用后面讲到的平衡调制器。

2. 通过抑制载波的平衡调制器波形进行动作说明

将附图 3(a)及附图 3(b)叠加可形成图 2.23 的电路结构。在附图 3(a)及附图 3(b)中，若载波 $A\cos\omega t$ 的振幅非常大，则可看作线性调制电路，所以 i_1 同附图 2 的①。又因为调制信号为 $-A_m\cos pt$，



附图 3 抑制载波的平衡调制器的分解

所以 i_2 的相位比附图 2 的①滞后 π。相位滞后 π 说明可用负号表示，故用符号表示 i_1、i_2 有

$$i_1 = I_0 + ⑤ + ⑥ + ④$$

$$i_2 = I_0 - ⑤ + ⑥ - ④$$

$i_1 - i_2$ 为

$$i_1 - i_2 = 2(⑤ + ④)$$

直流成分与载波抵消。从波形上也可知两者很容易相互抵消。由此可知，若用滤波器滤除信号成分⑤，则只剩下两边带波成分④。

其中值得注意的是，如附录 1 所述，虽然是线性调制器，但也存在失真。抑制载波的平衡调制器的真正作用在于如练习题 10 所述，理论上抵消 2 阶高次谐波。在要求高度线性时，与双平衡调制器一起使用是很关键的。

3. 引入第 1 种贝塞尔函数展开式(4.16)

使用第 1 种贝塞尔函数可将 $\cos(m\cos pt)$ 及 $\sin(m\cos pt)$ 展开如下：

$$\cos(m\cos pt) = J_0(m) + 2\sum_{n=2,4,\cdots}^{\infty}(-1)^{n/2}J_n(m)\cos npt \qquad (附\ 3.1)^{1)}$$

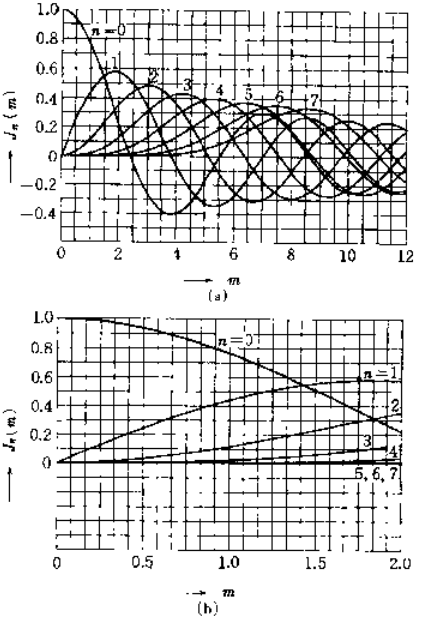
$$\sin(m\cos pt) = 2\sum_{n=1,3,\cdots}^{\infty}(-1)^{(n-1)/2}J_n(m)\cos npt \qquad (附\ 3.2)^{2)}$$

其中 $J_n(m)$ 称为第 1 种贝塞尔函数，它具有附图 4 所示的性质，代入式(附 3.1)、式(附 3.2)，则式(4.16)化为

$$v_M(t) = AJ_0(m)\cos(\omega t + \phi_0) + 2A\sum_{n=2,4,\cdots}^{\infty}(-1)^{n/2}J_n(m)\cos(\omega t + \phi_0)\cos npt - 2A\sum_{n=1,3,\cdots}^{\infty}(-1)^{n/2}J_n(m)\sin(\omega t + \phi_0)\cos npt \qquad (附\ 3.3)$$

1) $\cos(m\sin pt)$ 时，式(附 3.1)右边的 $\cos npt$ 为 $\sin npt$。

2) $\sin(m\sin pt)$ 时，式(附 3.2)右边的 $\cos npt$ 为 $\sin npt$。



$$J_n(m)=\sum_{k=0}^{\infty}\frac{(-1)^k}{k!(n+k)!}\left(\frac{m}{2}\right)^{n+2k}$$

附图 4 第 1 种贝塞尔函数((b)图放大了横轴)[1]

其中

$$2\cos(\omega t+\phi_0)\cos npt=\cos(\omega t+npt+\phi_0)+\cos(\omega t-npt+\phi_0)$$

$$2\sin(\omega t+\phi_0)\sin npt=\sin(\omega t+npt+\phi_0)+\sin(\omega t-npt+\phi_0)$$

故式(附 3.3)可改写为

$$\begin{aligned}u_W(t)=&AJ_0(m)\cos(\omega t+\phi_0)\\&+A\sum_{n=2,4,\cdots}^{\infty}(-1)^{n/2}J_n(m)[\cos\{(\omega+np)t+\phi_0\}\\&+\cos\{(\omega-np)t+\phi_0\}]\\&-A\sum_{n=1,3,\cdots}^{\infty}(-1)^{(n-1)/2}J_n(m)[\sin\{(\omega+np)t+\phi_0\}\\&+\sin\{(\omega-np)t+\phi_0\}]\end{aligned}\quad(\text{附 }3.4)\ (4.17)$$

[1] 该图是根据群马大学清水贤资、木间顺一两人的要求,用计算机制作的。

4. 整理式(4.17)

若使用关于第1种贝塞尔函数的公式

$$J_{-n}(m)=(-1)^n J_n(m) \tag{附4.1}$$

则式(附3.4)即式(4.17)还可整理成如下形式

$$v_M(t)=A\sum_{n=-\infty}^{\infty}J_n(m)\cos\left[(\omega+np)t+n\frac{\pi}{2}+\phi_0\right] \tag{附4.2}$$

(4.18)

不过一般而言，虽然式(4.17)比较长，但它比式(4.18)更便于分析。

5. 贝塞尔函数的近似式

当 m 较小时，贝塞尔函数 $J_n(m)$ 可用下式近似

$$J_n(m)\approx\frac{1}{2^n\cdot n!}(m)^n \tag{附5.1}$$

根据该近似，若 m 非常小，则

$$J_0(m)\approx 1 \qquad J_1(m)\approx\frac{1}{2}m \tag{附5.2}$$

6. 式(5.34)的解法

由于本入门讲座中约定不使用拉普拉斯变换，所以根据一般的微分方程式的解法来求解，将式(5.34)改写为

$$v(t)=-K_1\int v(t)\,dt+K_2\cos pt \tag{附6.1}$$

$$K_1=Gk_Am_f \qquad K_2=Gk_Am \tag{附6.2}$$

再微分一次有

$$\frac{dv(t)}{dt}+K_1v(t)=-K_2\sin pt \tag{附6.3}$$

根据微分方程式的求解公式,其解为

$$v(t) = e^{-K_1 t}\left[-K_2 p\int e^{K_1 t}\sin pt\,dt + C\right] \tag{附 6.4}$$

C 为积分常数。

这里先求

$$F = \int e^{K_1 t}\sin pt\,dt \tag{附 6.5}$$

的积分

$$F = -\frac{1}{p}e^{K_1 t}\cos pt + \int \frac{1}{p}\cos pt K_1 e^{K_1 t}dt$$

$$F = -\frac{1}{p}e^{K_1 t}\cos pt + \frac{K_1}{p}\left\{\frac{1}{p}e^{K_1 t}\sin pt - \frac{K_1}{p}\underbrace{\int e^{K_1 t}\sin pt\,dt}_{F}\right\} \tag{附 6.6}$$

故式(附 6.6)可写为

$$F\left(1+\frac{K_1^2}{p^2}\right) = -\frac{1}{p}e^{K_1 t}\left(\cos pt + \frac{K_1}{p}\sin pt\right)$$

对 F 求解,整理有

$$F = \frac{-pe^{K_1 t}}{p^2+K_1^2}\left(\cos pt - \frac{K_1}{p}\sin pt\right) \tag{附 6.7}$$

将 F 代入式(附 6.4)有

$$v(t) = \frac{K_2 p^2}{p^2+K_1^2}\left(\cos pt - \frac{K_1}{p}\sin pt\right) + Ce^{-K_1 t} \tag{附 6.8}$$

进一步整理为[1)]

$$v(t) = \frac{K_2 p^2}{p^2+K_1^2}\sqrt{1+\left(\frac{K_1}{p}\right)^2}\cos(pt+\Delta\theta) + Ce^{-K_1 t}$$

$$v(t) = \frac{K_2 p}{\sqrt{p^2+K_1^2}}\cos(pt+\Delta\theta) + Ce^{-K_1 t} \tag{附 6.9}$$

而

$$\Delta\theta = \tan^{-1}\left(-\frac{K_1}{p}\right) = -\tan^{-1}Gk_4 m_f / p \tag{附 6.10}$$

1) 参考事项 $A\cos\theta \cdot B\sin\theta = \sqrt{A^2+B^2}\cos(\theta+\phi)$ $\phi = \tan^{-1}\left(-\frac{B}{A}\right)$

若调制信号的角频率 p 较高，则容易满足 $p^2 \gg K_1^2$，故式(5.34)化为

$$v(t) \approx K_2[\cos(pt + \Delta\theta) + Ce^{-K_1 t}]$$

或者代入 K_1、K_2，得

$$v(t) \approx Gk_A m[\cos(pt + \Delta\theta) + C\exp(-Gk_A m_f t)] \quad (5.35)$$

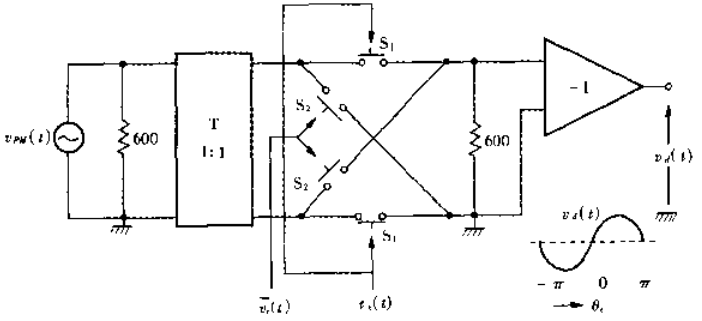
(附 6.11)

7. 仿真用的等价模型

在仿真图 5.19 所示的 PLL 时，就部分重要的电路，概要地介绍一下引入的等价模型。重点是采用埃伯斯·莫尔模型节省计算时间。总之，要排除数值计算收敛时间慢的晶体管模型[5.3]。

7.1　相位比较器(双平衡调制器)

附图 5 是作者用于仿真时开发的双平衡调制器的模型。图中 T 是理想变压器的模型，它由 2 个不可逆倒相器接续构成，其中匝数比为(1:1)[5.4]。



T：接续不可逆倒相器构成的理想变压器

S_1：正相时钟 $v_c(t)$ 开合的压控开关

S_2：反相时钟 $\bar{v}_c(t)$ 开合的压控开关

-1：增益为 -1 的反转缓冲器

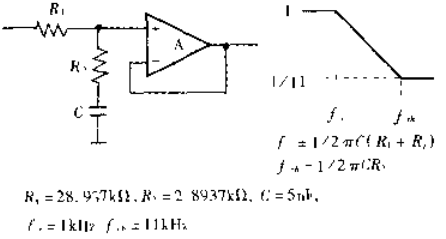
附图 5　相位比较器(双平衡调制器)模型

图中 S_1 是由正相时钟 $v_c(t)$、S_2 是由反相时钟 $\bar{v}_c(t)$ 开合的压控开关。VCO 输出波形的电压振幅最大值为 +0.5V，最小值为 -0.2V，故设定压控开关的闭合电压为 +0.3V，断开电压为 0V。

7.2 环路滤波器

如附图 6 所示，环路滤波器采用滞后 - 超前型，$R_2 = R_1/10$，取低频截止频率 f_c 为 1kHz，因此高频衰减不变的拐点频率 f_{ch} 为 10kHz，高频衰减率 α 为 1/11

众所周知，滞后 - 超前型滤波器理论上在通过域和衰减域无相位偏移，所以作为夹在闭环中的滤波器，它在保证系统的振荡稳定性方面非常合适。另外，由于高频衰减不够充分，所以在 VCO 的输入电路上设置时间常数小的 *RC* 电路，以期去除频率和成分。



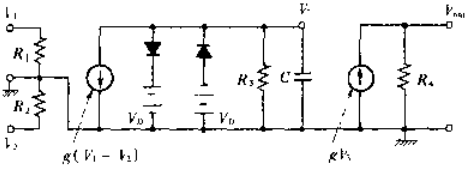
附图 6 滞后 - 超前型环路滤波器

截止频率 f_c 取得越低 *S/N* 比就越好。在进入环路内、相位同步确立的状态下，它与环路一起浮动（以最小相位差跟随信号）。所以理论上在不脱离相位同步的范围内 f_c 越低越好。但是过低则难以达到同步牵引，过高则系统易产生不稳定振荡。由仿真结果可见，载波频率为 100kHz 时，取 0.5 ~ 3kHz 较合适，最好取 1 ~ 2kHz

7.3 运算放大器模型

附图 7 是作者独立提出的运算放大器模型，V_{DD} 是实际 IC 电路的供给电压，本次仿真取为 15V。模型中未采用晶体管，由于线性工作范围内箝位二极管也起逆偏压作用，所以对比实际电路与仿真，可见运算时间显著加快，它是缩短运算时间的最大的因

素。该模型的电压增益为80dB，CMRR无限大，偏移电压为0。但电压增益、CMRR、偏移电压都可取为特定值。



gV：压控电流源，$g = 1$s，$R_1 = R_2 = 10^6\Omega$，

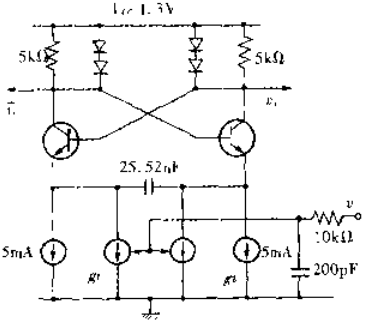
$R_3 = 10^4\Omega$，$R_4 = 1\Omega$，$C = 100$pF，$V_D = V_{DD} - 0.7$V。

V_{DD}是IC的供给电压，开环电压增益为80dB，CMRR = ∞，偏移电压为0

附图7　运算放大器的模型

7.4　压控振荡器模型

附图8是压控振荡器VCO的模型，采用在发射极上配置用恒定电流充放电的电容器电路的无稳态多谐振荡器。在充放电上，将由控制电压$v(t)$控制的压控电流源，并联在固定偏压的直流恒流源上，从而使频率可变[5.31]。



gv：压控电流源，$g = 1$ms

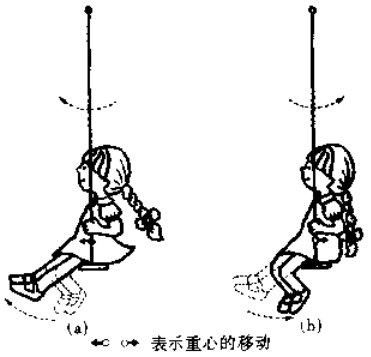
$t = 0$时自由振荡频率为100kHz

附图8　压控振荡器

8. 秋千与振荡器的对比

在具有自振频率的振动系上，若用某种手段引起振动，则由于系统的损失，振动的振幅逐渐衰减，成为衰减振动。如用某种方法不断地注入振动能量，则在注入能量和系统损失平衡的状态下振动持续发生。由外力供给振动能的振动为强迫振动，而振动系靠自己的能力以某种方式弥补损失使振动持续的振动称为自激振动。

在秋千的情况下，考虑一下自己摆动双脚使振动持续下去的情形。如附图 9(a)所示，若秋千向前振动时，脚向前摆动，则重心前移，秋千向前方加速。同理如图(b)所示，秋千向后荡时，向后摆动双脚，则重心后移，秋千向后方加速。这样通过前后摆动双脚就可以注入振动能量。通常若只摆动双脚使秋千振动，则注入的能量很小，所以，要达到强振荡需要很长时间。对应于振荡器，它相当于激振功率小，很难满足振荡条件，振荡发生时间慢的情况。特别是在没劲的秋千(共振电路损失大、θ 小)上，振荡不强烈。但是即使很弱，也能持续振荡，大概谁都不会忘记这种童趣吧!



附图 9 秋千与自激振荡器的对应

大家都知道若将上半身向后倾或向前仰地摆动，那么振动很容易加强。这时重心的上下移动很大，以参数激励为主。这里考虑上半身固定不动，只有双脚摆动使秋千振荡的情况。

当然，即便摆动双脚，重心或多或少也要发生上下移动，因此事实上虽然小，但一直都伴随着参数激励，而且上半身一动不动只摆动双脚也不太容易做到。何况要进行严格的讨论也许会引起很大异议。请理解作者的意图是在此用秋千统一起来，使大家理解振荡的概念。

LC 振荡器在稳定状态下的激励电流如图 1.6 所示，为脉冲状态（图 1.6 中激励电流是射极电流、但显示的是易测量的集电极电流 i_c）。若增大流经 L_2 的激励电流，则引起与 L_1 链接的磁通增大，它有助于增大 v_c，它对应着荡秋千时，将双脚向前摆动时的效果。反之，激励电流减小时，引起磁通的减少，它有助于减小 v_c（向负方向增大），它对应着荡秋千时，将双脚向后摆动时的效果[1]。

1）向多次为该问题提供宝贵意见的九州大学名誉教授大野克郎博士、原东北大学教授喜安善市博士、群马大学教授清水贤资博士及做图的高桥绢代（旧姓永井）表示深深的感谢。